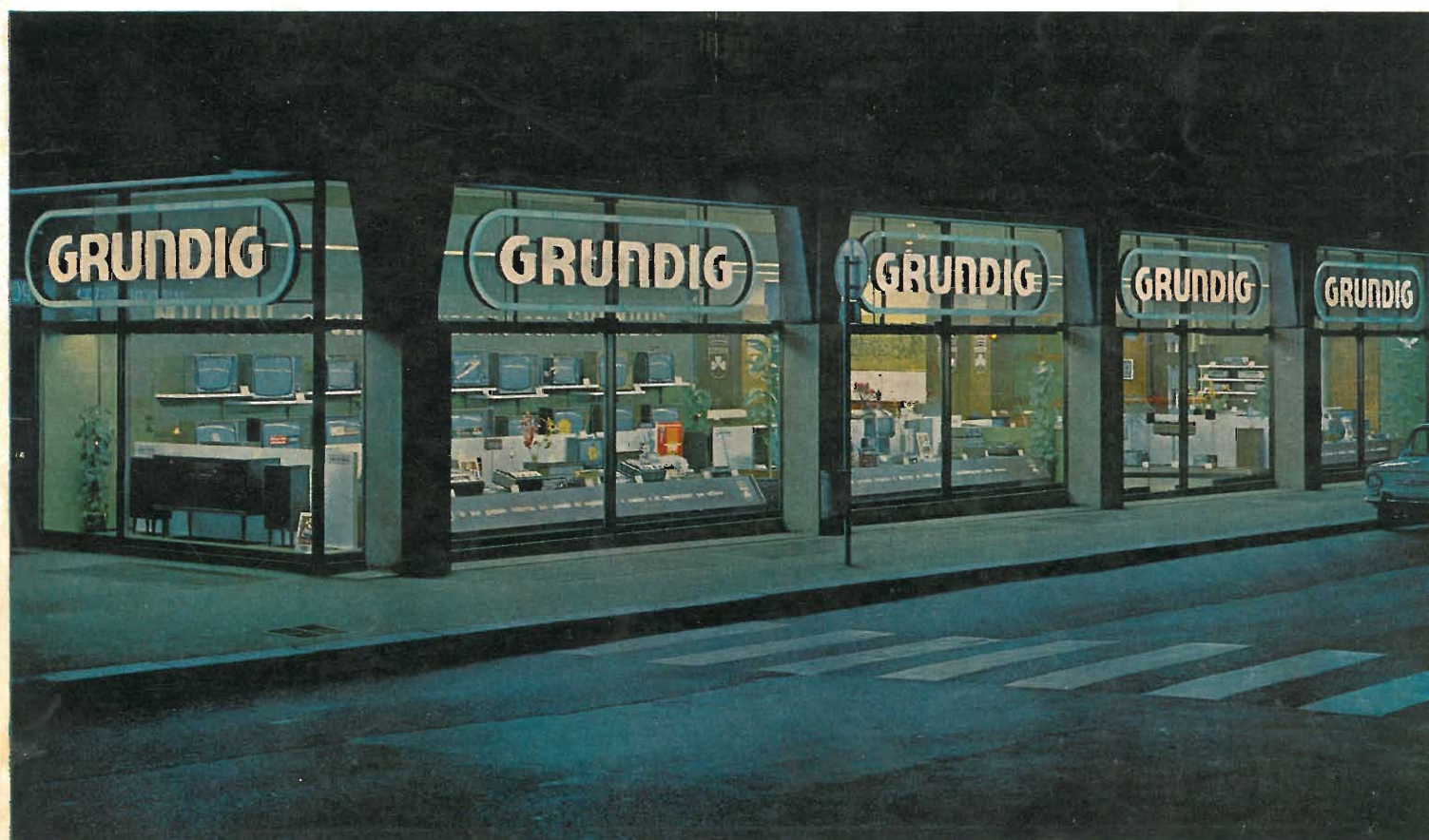
TV
ANNO XL - AGOSTO 1968 - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
8
LIRE 500

GRUNDIG

Presentiamo la nuova linea degli strumenti HEATHKIT

A) VOLT-OHMETRO A CIRCUITI SOLIDI Mod. IM-16

CARATTERISTICHE GENERALI - Partitori di tensione: con resistenze di precisione all'1 %. **Strumento:** sviluppo 150 mm, 100 µA f.s. (deflessione dell'indice di 100°). **Transistori e diodi usati:** (1) Transistore ad effetto di campo; (6) transistori al silicio 2N3393; (1) diodo zener da 6,8 volt; (4) diodi al silicio. **Dimensioni:** cm 42 x 19 x 15 circa.

B) VOLT-OHM-MILLIAMPEROMETRO AD ALTA IMPEDENZA Mod. IM-25 a circuiti solidi « DELUX »

Uno strumento studiato espressamente per il collaudo ed il controllo di moderni circuiti a transistori: le gamme di misura che esso consente — infatti — sono adatte per l'esecuzione delle verifiche più complesse e delicate, in particolare per quanto riguarda le caratteristiche di funzionamento e le prestazioni dei circuiti elettronici.

C) ALIMENTATORE REGOLATO A BASSA TENSIONE A CIRCUITI SOLIDI Mod. IP-27

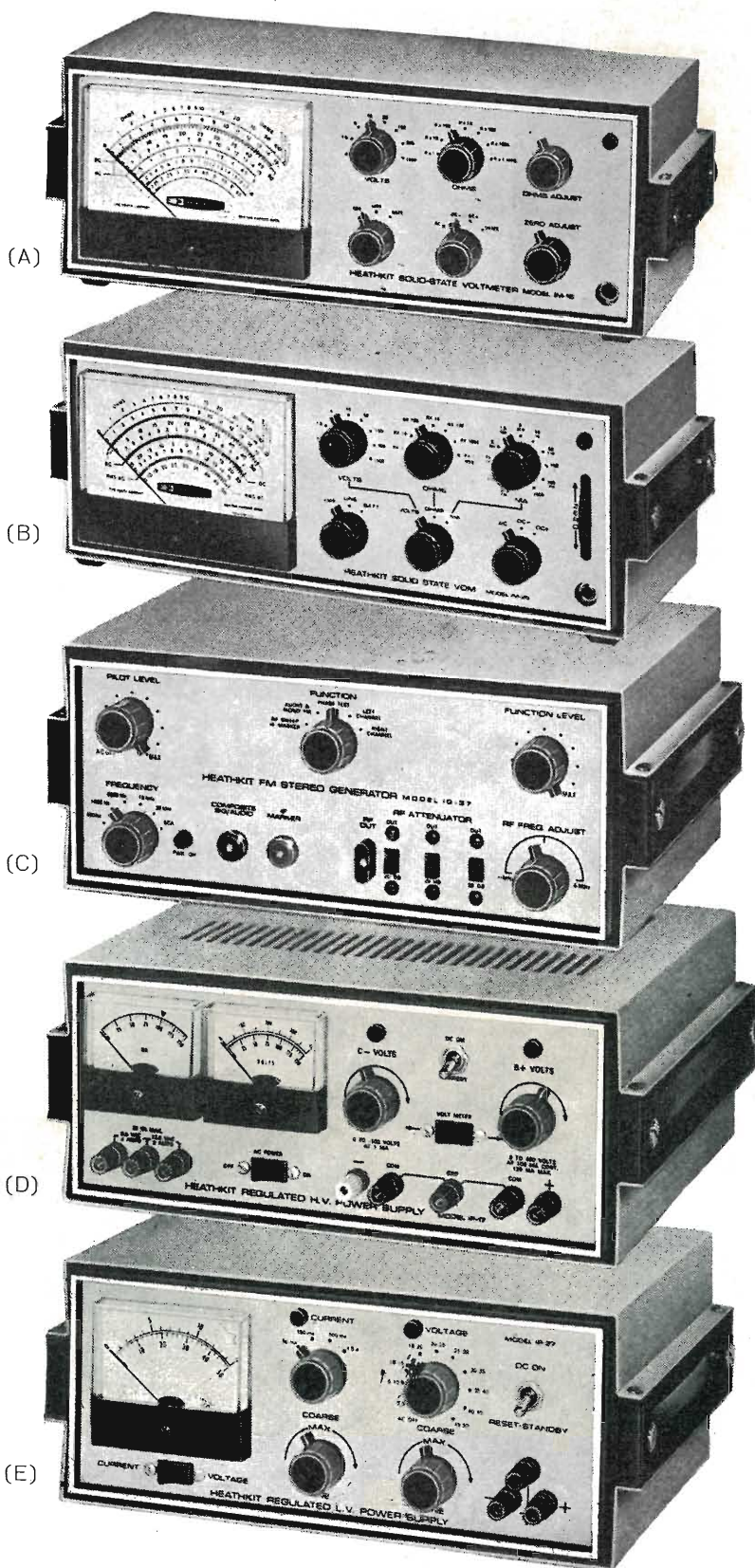
Rappresenta l'ultimo perfezionamento apportato al famoso alimentatore IP-20: un nuovo stile, nuovi controlli perfettamente calibrati sul pannello posteriore, ed una particolare assenza di carichi transitori rendono l'P-27 uno strumento assolutamente indispensabile sul banco di lavoro. E' in grado di fornire una tensione continua compresa tra 0,5 e 50 volt, con eccellente regolazione del valore di tensione per carichi variabili da 0, ad 1,5 ampère. La corrente può essere limitata dal 30 al 100 % su ciascuna delle quattro portate, da 50 mA ad 1,5 A, come fattore di sicurezza nei confronti delle apparecchiature sotto prova.

D) NUOVO GENERATORE FM STEREO IG-37 per l'allineamento delle sezioni di RF e di MF dei ricevitori a modulazione di frequenza e funzionanti sul sistema Multiplex

Uno strumento della massima compattezza, estremamente utile per le attività di assistenza e di collaudo delle apparecchiature di ricezione in modulazione di frequenza, sia monofoniche che stereofoniche. Lo strumento contiene un generatore complesso che fornisce tutti i segnali necessari alla messa a punto di ricevitori a modulazione di frequenza, disposti razionalmente ed azionabili tramite i comandi comodamente disposti sul pannello frontale. Tra i comandi figurano il selettore di frequenza, la regolazione del livello di pilotaggio, il commutatore di funzione, il livello di funzione ed un comando di sintonia per la regolazione della frequenza. Tutti i raccordi per il prelevamento dei segnali prodotti dallo strumento sono anch'essi disposti sul pannello frontale, mediante comodi attacchi di tipo coassiale.

E) ALIMENTATORE STABILIZZATO AD ALTA TENSIONE REGOLABILE Mod. IP-17

Un nuovo stile, nuove prestazioni, e nuovi pregi di stabilità e di sicurezza di impiego. Questo è uno strumento che soddisfa le più severe esigenze per il tecnico che si dedica all'elaborazione di circuiti particolari, per chi si occupa esclusivamente di riparazioni, per gli studenti che svolgono attività nei laboratori di fisica e di chimica, nonché per i tecnici che si occupano dell'elettronica più avanzata. L'IP-17 è particolarmente usato nel campo dell'elettroforesi, o per l'alimentazione della apparecchiature Berkeley. Qualunque sia il tipo di impiego, l'alimentatore fornisce fino a 400 volt C.C. con una regolazione migliore dell'1 %, e con carico di corrente fino a 100 mA, oltre ad una tensione di polarizzazione variabile da 0 a — 100 volt, con una corrente massima di 1 mA, unitamente alle tensioni alternate sia a 6 che a 12 volt, con 4 o 2 ampère massimi, rispettivamente.

(A) (B) (C) (D) (E)

International s.p.a.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

Visitateci dal 1° al 8 settembre alla Mostra Strumentazione
presso il Centro Commerciale Americano
Via Gattamelata 5 - Milano

La Chinaglia

ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.
Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

presenta la prestigiosa SERIE dei TESTER

Dinotester

L'analizzatore del domani.

Il primo analizzatore elettronico brevettato di **nuova concezione, realizzato in un formato tascabile.**
Circuito elettronico con transistore ad effetto di campo - FET - dispositivi di protezione ed alimentazione autonoma a pile.

CARATTERISTICHE

SCATOLA bicolore beige in materiale plastico antiurto con pannello in urea e calotta « Cristallo » gran luce. Dimensioni mm 150 x 95 x 45. Peso gr. 670.
QUADRANTE a specchio antiparallasse con 4 scale a colori; indice a coltello; vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE rotante per le varie inserzioni.
STRUMENTO Cl. 1,5, 40 μA 2.500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.
VOLTMETRO in cc. a funzionamento elettronico (F.E.T.). Sensibilità 200 kΩ/V.
VOLTMETRO in ca. realizzato con 4 diodi al germanio collegati a ponte; campo nominale di frequenza da 20 Hz a 20 KHz. Sensibilità **20 KΩ/V.**
OHMMETRO a funzionamento elettronico (F.E.T.) per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1.000 MΩ. Alimentazione con pile interne.
CAPACIMETRO balistico da 1.000 pF a 5 F; alimentazione con pile interne.
DISPOSITIVI di protezione del circuito elettronico e dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
ALIMENTAZIONE autonoma a pile (n. 1 pila al mercurio da 9 V).
COMPONENTI: boccole di contatto originali « Ediswan », resistenze a strato « Rosenthal » con precisione del ± 1%, diodi « Philips » della serie professionale, transistore ad effetto di campo originale americano.
SEMICONDUTTORI: n. 4 diodi al germanio, n. 3 diodi al silicio, n. 1 transistore ad effetto di campo.
COSTRUZIONE semiprofessionale a stato solido su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio, coppia puntali rosso-nero, puntale per 1 KVcc pila al mercurio da 9 V, istruzioni dettagliate per l'impiego.

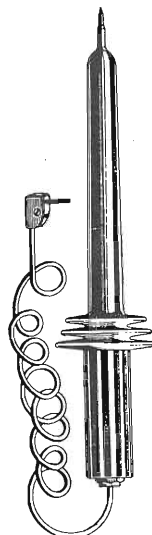
A cc	7 portate	5 - 50 - 500 μA; 5 - 50 mA; 0,5 - 2,5 A
V cc	9 portate	0,1 - 0,5 - 1 - 5 - 10 - 50 - 100 - 500 - 1.000 V (25 KV)*
V ca	6 portate	5 - 10 - 50 - 100 - 500 - 1.000 V
Output in V BF	6 portate	5 - 10 - 50 - 100 - 500 - 1.000 V
Output in dB	6 portate	da — 10 a + 62 dB
Ohmmetro	6 portate	1 - 10 - 100 kOhm; 1 - 10 - 1.000 MOhm
Cap. balistico	6 portate	5 - 500 - 5.000 - 50.000 - 500.000 μF; 5 F

(*) mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 25 KV.

Portate 46

sensibilità

200 K Ω/V cc **20 K Ω/V ca**

Prezzo netto L. 18.900

LAVAREDO 40.000 Ω/V cc e ca

49 portate

Analizzatore universale, con dispositivo di protezione, ad alta sensibilità, destinato ai tecnici più esigenti. I circuiti in corrente alternata sono muniti di compensazione termica. I componenti di prima **qualità, uniti** alla **produzione** di grande serie, garantiscono una realizzazione industriale di grande classe. Caratteristiche generali ed ingombro come mod. DINOTESTER.

A cc	6 portate	30 - 300 μA; 3 - 30 - 300 mA; 3 A
A ca	5 portate	300 μA; 3 - 30 - 300 mA; 3 A
V cc	8 portate	420 mV; 1,2 - 3 - 12 - 30 - 120 - 300 - 1.200 V - (3 KV)* - (30 KV)*
V ca	7 portate	1,2 - 3 - 12 - 30 - 120 - 300 - 1.200 V - (3 KV)*
Output In V BF	7 portate	1,2 - 3 - 12 - 30 - 120 - 300 - 1.200 V
Output in dB	6 portate	da — 20 a + 62 dB
Ohmmetro	5 portate	20 - 200 kΩ; 2 - 20 - 200 MΩ
Cap. a reattanza	2 portate	50.000 - 500.000 pF
Cap. balistico	3 portate	10 - 100 - 1.000 μF

(*) mediante puntali alta tensione a richiesta AT. 3 KV e AT. 30 KV.

20.000 Ω/V

50 portate

Analizzatore di impiego universale, indispensabile per tutte le misure di tensione, corrente, resistenza e capacità che si riscontrano nel campo RTV. La semplicità di manovra, la costruzione particolarmente robusta e i dispositivi di protezione, permettono l'impiego di questo strumento anche ai meno esperti. Caratteristiche generali ed ingombro come mod. DINOTESTER.

A cc	6 portate	50 - 500 μA; 5 - 50 mA; 0,5 - 2,5 A
A ca	5 portate	500 μA; 5 - 50 mA; 0,5 - 2,5 A
V cc	8 portate	300 mV; 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V - (25 KV)*
V ca	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V
Output in V BF	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V
Output in dB	7 portate	da — 20 a + 66 dB
Ohmmetro	5 portate	10 - 100 kΩ; 1 - 10 - 100 MΩ
Cap. a reattanza	2 portate	25.000 - 250.000 pF
Cap. balistico	3 portate	10 - 100 - 1.000 μF

(*) mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 25 KV.

Nuova versione U.S.I. per il controllo DINAMICO degli apparecchi radio e TV brevettato

I tre apparecchi sono ora disponibili in una **nuova versione contraddistinta dalla sigla U.S.I. (Universal Signal Injector)** che significa **Iniettore di Segnali Universale.**
La versione U.S.I. è munita di due boccole supplementari cui fa capo il circuito elettronico dell'iniettore di segnali costituito fondamentalmente da due generatori di segnali: il primo funzionante ad audio frequenza, il secondo a radio frequenza. Data la particolare forma d'onda impulsiva, ottenuta da un circuito del tipo ad oscillatore bloccato, ne risulta un segnale che contiene una vastissima gamma di frequenze armoniche che arrivano fino a 500 MHz. Il segnale in uscita, modulato in ampiezza, frequenza e fase si ricava dalle apposite boccole mediante l'impiego dei puntali in dotazione. Il circuito è realizzato con le tecniche più progredite: piastra a circuito stampato e componenti a stato solido.

L'alimentazione è autonoma ed è data dalle stesse pile dell'ohmmetro. A titolo esemplificativo riportiamo qualche applicazione del nostro Iniettore di Segnali: controllo DINAMICO degli stadi audio e media frequenza; controllo DINAMICO degli stadi amplificatori a radio frequenza per la gamma delle onde Lunghe, Medie, Corte e Ultracorte a modulazione di frequenza; controllo DINAMICO dei canali VHF e UHF della televisione mediante segnali audio e video.
Può essere inoltre vantaggiosamente impiegato nella riparazione di autoradio, registratori, amplificatori audio di ogni tipo, come modulatore e come oscillatore di nota per esercitazioni con l'alfabeto Morse.

MIGNONTESTER 300

Analizzatore tascabile universale
1-2 kΩ/V cc - ca - 29 portate
Il tester più economico nel mercato!

Prezzo netto L. 7.500

MIGNONTESTER 365

Analizzatore tascabile ad alta sensibilità con dispositivo di protezione
20 kΩ/V cc - 36 portate
il più economico dei 20 kΩ/V

Prezzo netto L. 8.750

ELETTROTESTER VA-32-B

Analizzatore universale per elettricisti

con cercafase e fusibili di protezione

15 portate - 4 campi di prova

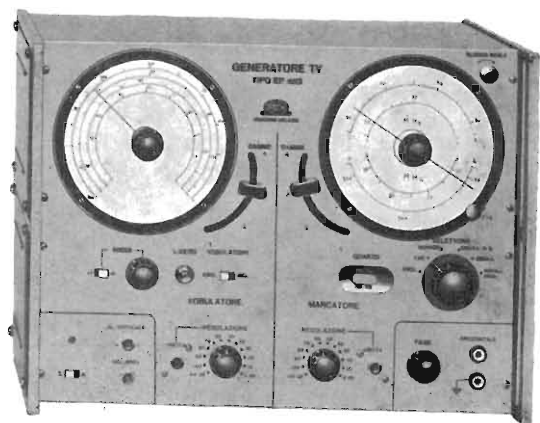
Filiali: 20122 MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Telefono 833.371 ● (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg, 28

Per informazioni richiedeteci fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio-TV

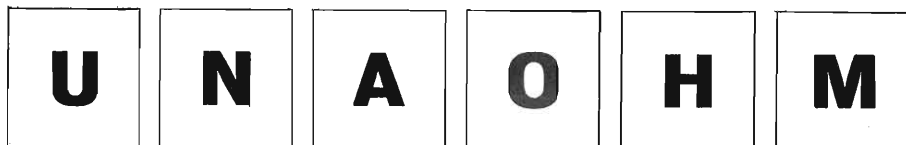
Visitateci alla Mostra Radio TV pad. 42 stand 28

Le più recenti realizzazioni

MISURATORE DI CAMPO TV
CON MONITOR
EP 731

Campo di frequenza: da 50÷85, 160÷230, 470÷760 MHz in tre campi e regolazione continua. Precisione ± 3 %.
Campo di misura: da 10 μV a 10.000 μV direttamente, fino a 0,1 V tramite attenuatore esterno da 20 dB.
Sistema di misura: per comparazione di luminosità, effettuata direttamente sul tubo monitore.

GENERATORE TV
EP 653 A

VOBULATORE
Campi di freuenza: da 0,3 a 50 MHz per FV-FI. Da 88 a 110 MHz per FM. Da 50 a 75 e da 160 a 230 MHz in 4 gamme per VHF. Da 470 a 700 MHz (emesso in armonica) per UHF.
Tensione di uscita: 0,5 Vpp per VHF ed FM; 0,2 Vpp per FV-FI; 10 mVpp per UHF.
Impedenza di uscita: 75 Ω sbilanciati e 300 Ω bilanciati.
Vobulazione: regolabile con continuità ed a scatti da 0 a 30 MHz.

MARCATORE
Campi di frequenza: 25÷35, 35÷60, 60÷90, 160÷250 e 470÷700 MHz in 5 gamme.
Precisione: ± 1 % (controllando la scala con l'oscillatore a quarzo incorporato si può ottenere una precisione pari a quella del quarzo).
Tensione di uscita: regolabile con continuità da 0 a 50 mV su 75 Ω
Modulazione di ampiezza: a 1000 Hz ± 5 %; profondità: 30 % circa.
Oscillatore interno a quarzo di taratura: 5 MHz ± 0,01 %.
Presentazione dei segnali marca-frequenza: per sovrapposizione diretta sulla curva vista all'oscilloscopio.
Segnali marca-frequenza supplementari: nel campo fra 4 e 15 MHz si possono ottenere ulteriori marcatori equispaziati dal precedente di un'esatta frequenza stabilita da un altro oscillatore a quarzo (intercambiabile ed accessibile dall'esterno).

della START S.p.A.

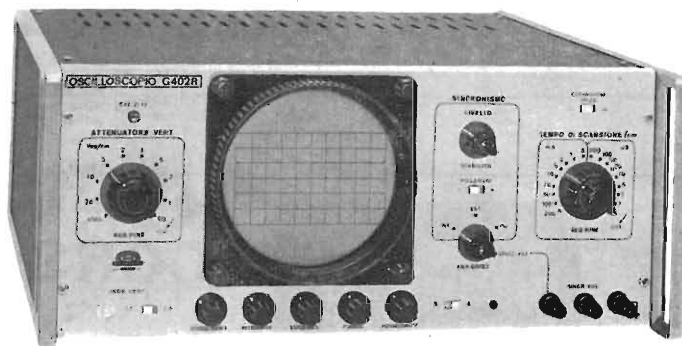
STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9060424/425/426 □

per la TV A COLORI

GENERATORE DI BARRE A COLORI EP 684 R

SEZIONE VIDEO
Segnali di colore: 6 barre verticali (giallo-ciano-verde-porpora-rosso-blu).
Reticolo: 12 linee orizzontali, 15 verticali.
Scala dei grigi: inseribile.
Frequenza sottoportante di crominanza: 4,43362 MHz (ottenuta da un oscillatore a quarzo) $\pm 10^{-5}$.
SEZIONE SUONO
Frequenza della portante audio: 5,5 MHz ± 0,2 %.
Modulazione di frequenza: 50 KHz a 1 KHz.
SEZIONE RF modulata in ampiezza dal segnale video e suono.
Portanti a RF: 1ª gamma 50÷70 MHz - 2ª gamma 70÷105 MHz - 3ª gamma 160÷230 MHz - 4ª gamma 460÷610 MHz - 5ª gamma 600÷900 MHz.
Tensione d'uscita: > 10 mV su 75 Ohm.
Attenuatore: > 80 dB regolabili con continuità.

OSCILLOSCOPIO 5 "TRIGGERED" G 402 R

AMPLIFICATORE VERTICALE
Sensibilità: 50 mVpp/cm.
Risposta di frequenza: dalla c.c. a 10 MHz (3 dB a 7 MHz).
Attenuatore: tarato in mVpp/cm regolazione continua ed a scatti (9 posizioni).
Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno ad onda rettangolare con un'ampiezza di 1 Vpp ± 2 %.
ASSE TEMPI
Tipo di funzionamento: ricorrente e comandato.
Portata: da 200 ms/cm a 0,5 μsec/cm in 18 portate.
Sincronizzazione: interna, esterna ed alla frequenza di rete, con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.
TUBO A R.C.: da 5" a schermo piatto, traccia color verde e media persistenza.
Reticolo con possibilità di illuminazione.

---

della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9060424/425/426 □

Editrice IL ROSTRO

20155 **MILANO**

Via Monte Generoso 6/a Tel. 321542 - 322793

Listino provvisorio

SCHEMARIO TV

I serie 1954	L. 4.000	XIV serie 1962	L. 4.000
II serie 1955	» 4.000	XV serie 1962	» 4.000
III serie 1956	» 4.000	XVI serie 1963	» 4.000
IV serie 1957	» 4.000	XVII serie 1963	» 4.000
V serie 1958	» 4.000	XVIII serie 1963	» 4.000
VI serie 1958	» 4.000	XIX serie 1964	» 4.000
VII serie 1959	» 4.000	XX serie 1964	» 4.000
VIII serie 1959	» 4.000	XXI serie 1964	» 4.000
IX serie 1960	» 4.000	XXII serie 1965	» 4.000
X serie 1960	» 4.000	XXIII serie 1965	» 4.000
XI serie 1961	» 4.000	XXIV serie 1965	» 4.000
XII serie 1961	» 4.000	XXV serie 1965	» 4.000
XIII serie 1962	» 4.000	XXVI serie 1966	» 4.000

SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXVII serie 1966 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXVIII serie 1967 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXIX serie 1967 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXX serie 1968 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXXI serie 1968 L. 5.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio) XXXII serie 1968 L. 5.500
SCHEMARIO TV - XXXIII (con note di servizio - 1° aggiornamento) L. 5.500

SCHEMARIO REGISTRATORI: **1ª serie . . L. 4.000**
2ª serie . . » 4.000
3ª serie . . » 4.000

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI - 8 volumi . . . . » 24.000

CORSO TV IN BIANCO E NERO (sono usciti 5 volumi) . . . . **cadauno** » 3.000

E. Grosso
VIDEO SERVICE TVC . . . . » 14.000

C. Favilla
GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV . . . . » 2.500

A. Haas
MISURE ELETTRONICHE . . . . » 4.500

A. Nicolic e G. Nicolao
ALTA FEDELTA' . . . . » 7.000

F. Ghersel
I TRANSISTORI - Principi e applicazioni . » 11.000

P. Soati
AUTORADIO . . . . » 5.200

P. Nucci
L'ELETTRONICA INDUSTRIALE... NON E' DIFFICILE . . . . » 5.000

A. Susini
VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO » 3.600

A. Nicolich
LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN . » 500

P. Soati
TV - SERVIZIO TECNICO . . . . . . » 3.800

E. Aisberg
IL TRANSISTORE ?
è una cosa semplicissima . . . . . . » 1.900

G Kuhn
MANUALE DEI TRANSISTORI - Vol. 1° . » 2.500
Vol. 2° . » 2.500

D. Pellegrino
TRASFORMATORI . . . . L. 2.500

A. Colella
DIZIONARIO ITALIANO-INGLESE e INGLESE-ITALIANO . . . . » 9.000

V. Banfi, M. Lombardi
PROBLEMI DI RADIO ELETTRONICA . . » 3.300

P. Soati
LE RADIOCOMUNICAZIONI . . . . . . » 2.600

F. Fiandaca
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA TEDESCO-ITALIANO . . . . » 6.000

A. Nicolich
LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE . . . . » 3.300

A. Niutta
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA . . . . » 4.800

G. Mannino Patanè
ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA . . » 500

D. Pellegrino
BOBINE PER BASSE FREQUENZE . . . » 500

P. Soati
CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI . . . . » 350

G. Termini
INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori . . . . » 500

G. Nicolao
LA TECNICA DELLA STEREOFONIA . . » 2.300

F. Ghersel
I RICEVITORI DI TV A COLORI . . . . » 3.000

H. Schreiber
TRANSISTORI . . . . » 1.500

N. Callegari
RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO . » 3.000

A. Six
RIPARARE UN TV? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA . . . . » 2.100

H. G. Mende
RADAR . . . . » 650

P. Soati
METEOROLOGIA . . . . » 350

A. Pisciotta
TUBI A RAGGI CATODICI . . . . . . » 450

A. Pisciotta
PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE . . . . » 1.000

A. Marino
CORSO DI TECNICA FRIGORIFERA . . » 5.800

COLLANA DI RADIOTECNICA

di R. Wigand e H. Grossman . . . . . L. 3.000

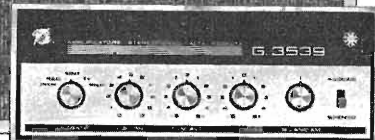
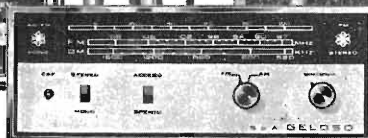
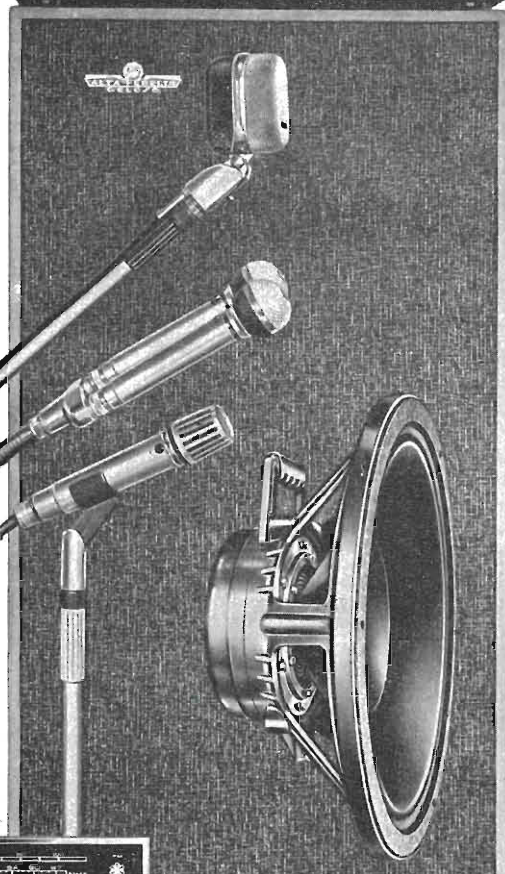
COLLANA DI TRASMISSIONE E RICEZIONE DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE

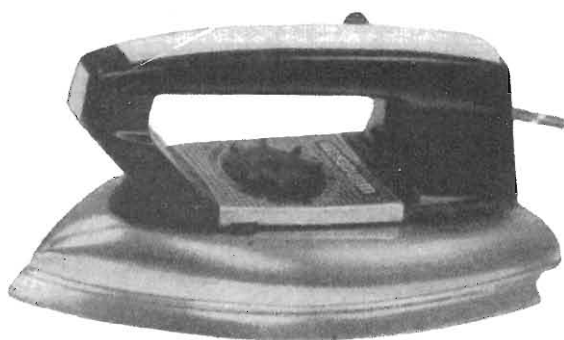
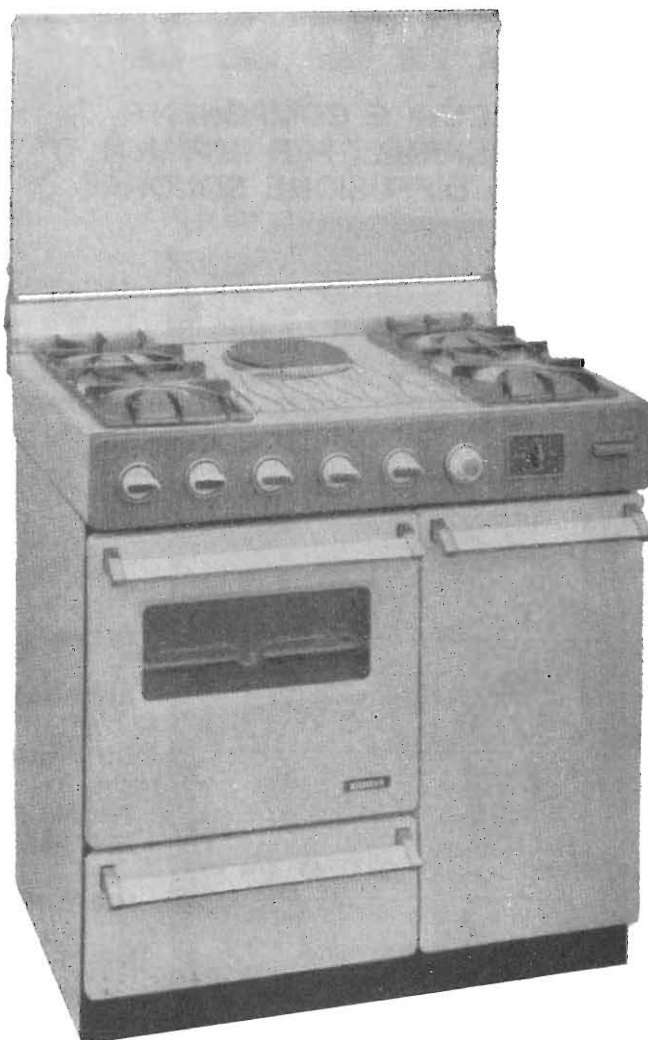
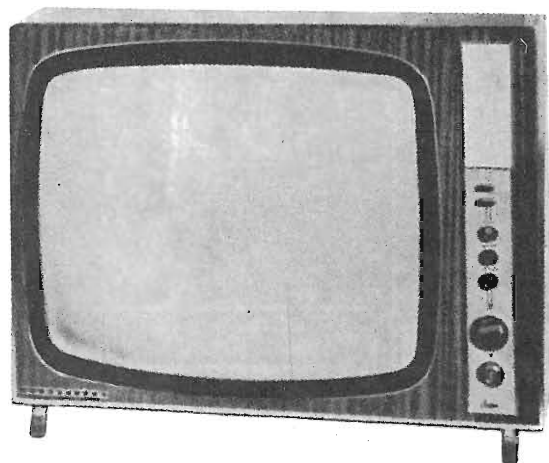
di R. Wigand e H. Grossmann . . . . . » 3.800

GELOSO

APPARECCHI E COMPONENTI PROFESSIONALI PER IMPIANTI DI DIFFUSIONE SONORA

AMPLIFICATORI
CENTRALINI
IMPIANTI PORTATILI
COMPLESSI FONOGRAFICI
ALTA FEDELTA'
INTERFONICI
ALTOPARLANTI
COLONNE
TROMBE ESPONENZIALI
MICROFONI
MISCELATORI
REGISTRATORI

Dal 1931 un costante primato tecnico nel campo della amplificazione sonora

RICHIEDERE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO 1968 - 1969 ALLA:

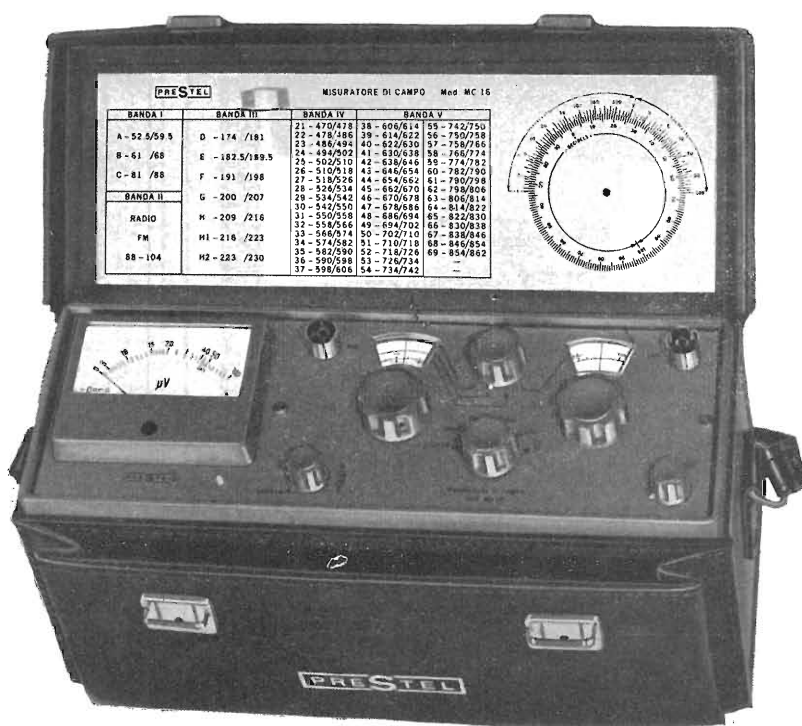
Geloso S.p.A. - V.le Brenta 29 - 20139 Milano

s. r. l. - 20154 MILANO

Corso Sempione, 48 - Telef. 312336

Misuratore di intensità di campo

a transistori

UHF - VHF - FM

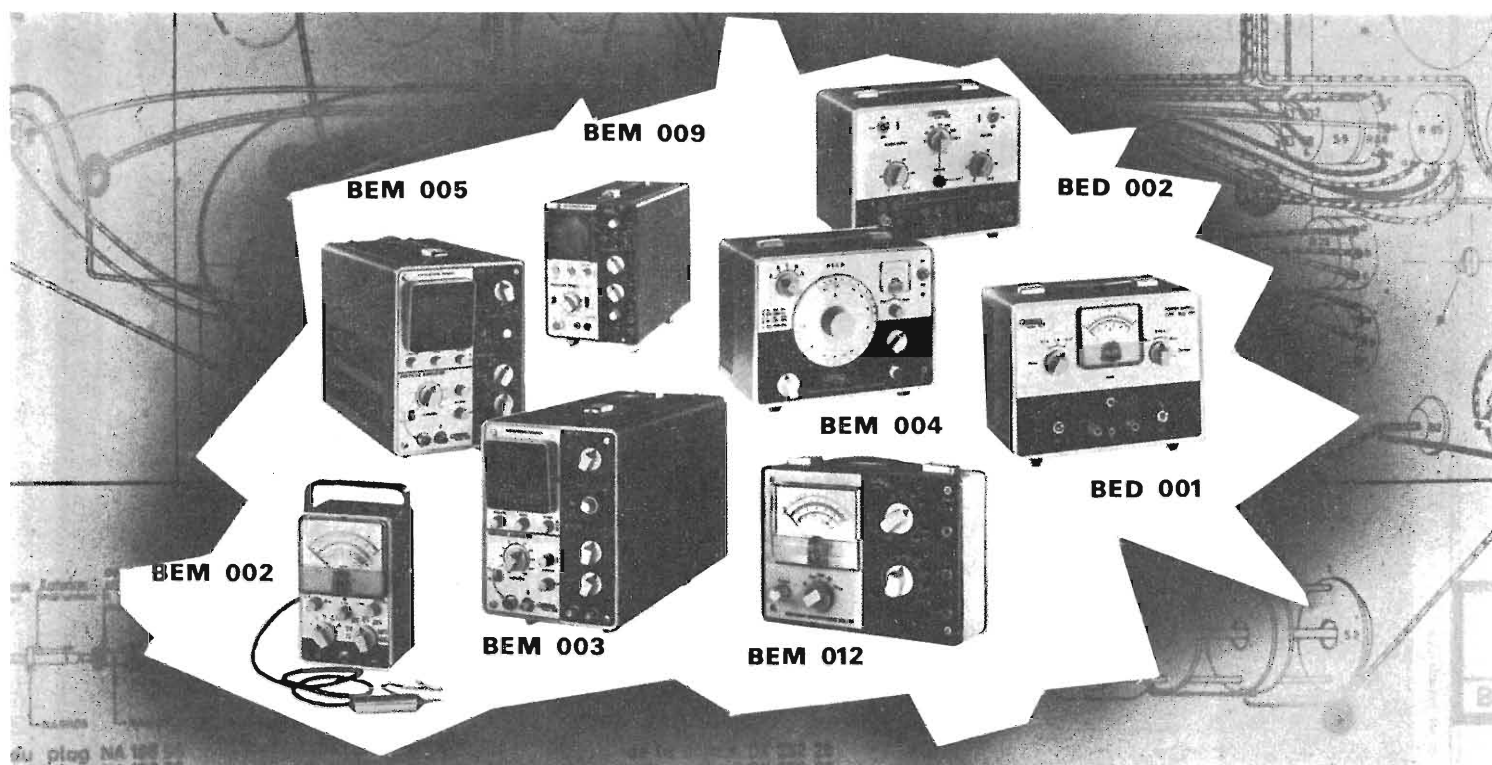
Mod. MC 16

Riceve tutti i segnali da 2,5 μV a 1 V • Sintonizza tutte le frequenze in soluzione continua da 40 a 230 MHz in VHF da 470 a 900 MHz in UHF • Rivela con ascolto in altoparlante le portanti FM e AM (TV - Radio - Dilettanti - Aeroservizi e qualsiasi altro segnale).

SENSIBILE - SELETTIVO - STABILE - SICURO - COMPLETO

È lo strumento indispensabile all'installatore e al tecnico TV

- **Prezzi convenienti**
- **Montaggio facile**
- **Presentazione moderna**
- **Prestazioni professionali**

Ecco cosa vi offre...

BEM 009 — BEM 005 — BED 002 — BEM 004 — BED 001 — BEM 002 — BEM 003 — BEM 012

LI COSTRUIRETE VOI STESSI

OSCILLOSCOPIO BEM 003
- banda passante 0 a 7 MHZ
- sensibilità 20 mV/divisione

OSCILLOSCOPIO BEM 005
- banda passante 0 a 4 MHZ
- sensibilità 50 mV/divisione

OSCILLOSCOPIO BEM 009
- banda passante 0 a 700 KHZ e 0 a 1,2 MHZ (— 6 dB)
- sensibilità 25 mV/divisione

OSCILLOSCOPIO 377 K
- banda passante 5 HZ a 1 MHZ

La formula CENTRAD-KIT beneficia di una lunga esperienza nella fabbricazione di strumenti di misura elettronici.

Questa maturità industriale Vi è garantita sia sul valore tecnico dei modelli proposti, che sull'incomparabile minuzia delle notizie di montaggio e delle collezioni di pezzi costituenti un « KIT ».

Non un gesto di montaggio è dimenticato nella descrizione, non una vite manca, non la minima difficoltà di messa a punto è lasciata in ombra.

JON - TONEL

V.le Brigate Partigiane 12
16129 GENOVA
564.121 - 593.998

VOLTMETRO ELETTRONICO BEM 002

VOLT-OHMETRO ELETTRONICO 442 K

MILLIVOLTMETRO ELETTRONICO BEM 012

ALIMENTATORE STABILIZZATO
bassa tensione BED 001
- 0 a 15 V-1 Amp

ALIMENTATORE STABILIZZATO
alta tensione BED 002
- 0 a 350 V - 100 mA

GENERATORE BF BEM 004
- 10 HZ a 1 MZ

SCATOLA A DECADI DI RESISTENZE BEM 008

Catalogo gratuito a richiesta

ANNO XL **8**

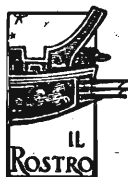
AGOSTO 1968 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Gerente Alfonso Giovene

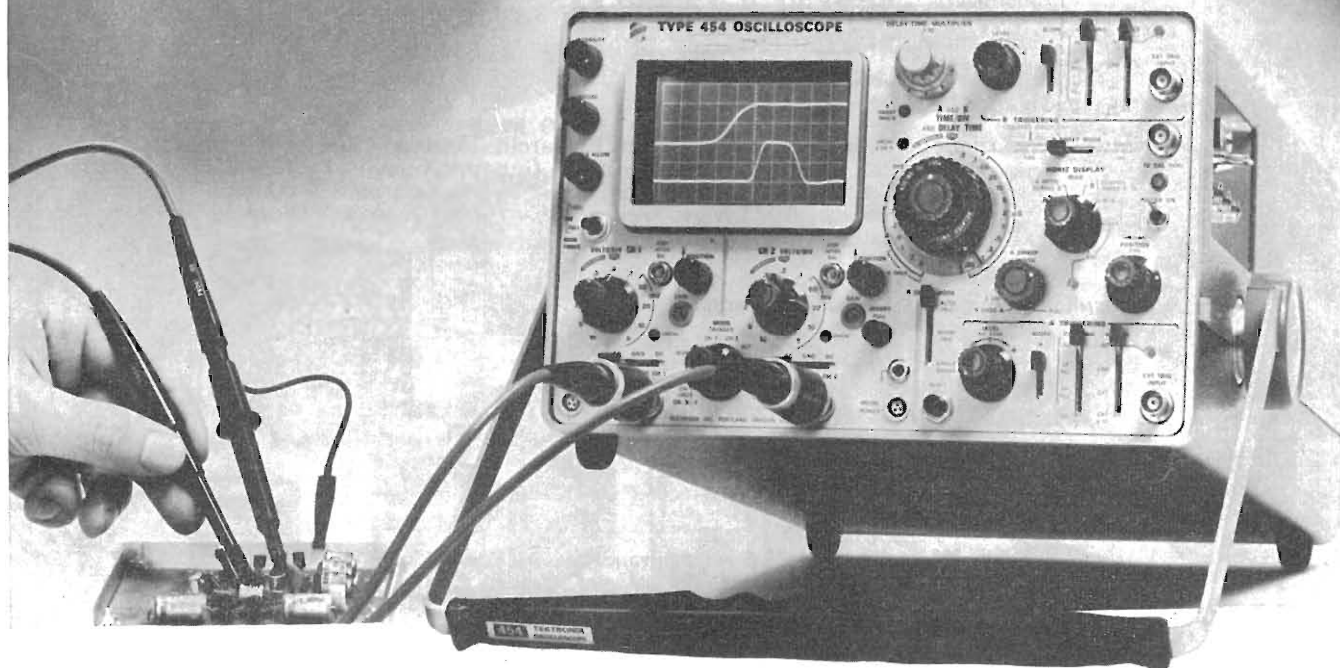
SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici pubblicitari

VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Concessionaria per la distribuzione in Italia: Diffusione Milanese - Milano - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417
Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6

150 MHz, 2.4 ns

Anche con sonda ad alta impedenza

L'oscilloscopio TEKTRONIX 454 è un nuovo oscilloscopio portatile perfezionato con banda passante dalla continua a 150 MHz e un tempo di salita di 2,4 nanosec anche con sonda ad alta impedenza. Infatti esso viene fornito con le nuove sonde P6047 (attenuazione 10X) che hanno di per sé un tempo di salita di 1,2 nanosec.

Con questo apparecchio si possono anche usare le sonde P6045 FET (attenuazione 1X) e le nuove sonde di corrente P6019 e P6020 senza sacrificio della loro larghezza di banda. L'oscilloscopio Modello 454 ha un amplificatore verticale a doppia traccia, un trigger particolarmente efficiente e una base dei tempi che arriva fino a 5 nanosec/div (con possibilità di funzionamento a ritardo). L'apparecchio può essere anche fatto funzionare a traccia unica con una sensibilità di 1 mV/div e come oscilloscopio X-Y con una sensibilità di 5 mV/div.

Gli amplificatori a doppia traccia offrono le seguenti caratteristiche con e senza probe P6047:

Fattore di deflessione (1)	Tempo di salita	Banda passante
20 mV a 10 V/div	2,4 ns	DC a 150 MHz
10 mV/div	3,5 ns	DC a 100 MHz
5 mV/div	5,9 ns	DC a 60 MHz

(1) Lettura come indicato sul pannello frontale. Col probe P6047 il fattore di deflessione è 10X quello indicato sul pannello frontale.

L'oscilloscopio Modello 454 può funzionare con trigger interno fino a oltre 150 MHz. La deflessione orizzontale può essere variata da 50 sec/div a 50 nanosec/div con possibilità di scendere a 5 nanosec/div usando l'ingranditore interno X10. Il ritardo dello sweep può essere variato da 50 secondi a 1 microsec.

Due sonde ad alta impedenza TIPO P6047 fanno parte del corredo normale del Modello 454. Queste sonde hanno una impedenza di ingresso di 10 Mohm e 10,3 pF e, usate con l'oscilloscopio Modello 454 mantengono ad esso la banda passante dalla continua a 150 MHz.

A richiesta è disponibile una **sonda non attenuatrice TIPO P6045 (con FET)** con una impedenza di ingresso di 10 Mohm e 4 pF. Usata con l'oscilloscopio 454 essa permette di effettuare misure con tempo di salita fino a 2,7 nanosec e una banda passante dalla continua a 130 MHz a partire da una sensibilità di 20 mV/div fino a 10 V/div. L'oscilloscopio Mod. 454 contiene l'alimentatore necessario per questa sonda.

A richiesta è anche disponibile una **sonda di corrente P6020** che, col Modello 454, ha le caratteristiche sotto indicate.

P6020	Fattore di deflessione	Tempo di salita	Banda passante
1 mA/mV	20 mA/div	3 ns	8,5 kHz a 120 MHz
10 mA/mV	200 mA/div	2,4 ns	935 Hz a 150 MHz

Per informazioni rivolgersi a:

s.p.a.

MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4696551 (5 linee)
ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855366 - 869009
TORINO - Corso Castelfidardo, 21 - Tel. 540075 - 543527

dott. ing. Alessandro Banfi

Considerazioni estemporanee sulla TV a colori

Alla fine d'agosto 1967, ai primi di ottobre ed ai primi di novembre 1967, hanno avuto inizio le trasmissioni regolari di TV a colori, rispettivamente nella Germania Federale, in Francia ed in Inghilterra.
A noi, che stiamo alla finestra, non ci rimane che osservare e commentare, traendo quanto più possibile, esperienza ed insegnamenti.
Dopo 10 mesi di trasmissioni a colori (10 ore settimanali), il mercato tedesco si è così assestato.
Partito con uno slancio sostenutissimo, sorretto da una campagna propagandistica e pubblicitaria senza precedenti (alla Mostra Nazionale della Radio dello scorso agosto), il mercato della TV a colori ha conosciuto un insperato successo negli ultimi mesi del 1967. Vendite e prenotazioni salivano progressivamente, anche facilitate dalla concorrenza fra i costruttori con vistose riduzioni di prezzi. Si era giunti ad offrire al pubblico, un televisore a colori da 19 pollici al prezzo di 1750 marchi, pari a circa 270.000 lire. Un grande costruttore aveva lanciato l'operazione permuta (adottata anche da noi in occasione dell'avvento del 2° programma TV), proponendo il ritiro, contro una certa valutazione del vecchio TV in bianco-nero, in cambio di un nuovo TV a colori a prezzo facilitato. In quest'onda di euforia, l'industria TV tedesca aveva piazzato alla fine del 1967 circa 50.000 televisori: non è una grande cifra, ma era già un indizio di un crescente favore. Favore che però non è stato mantenuto nè confermato nella prima metà del corrente anno. Quali le cause? Anzitutto una influenza della coda della recessione economica, ora in attenuazione. Ma principalmente il classico fenomeno del primo gradino di acquirenti facoltosi, impazienti di possedere per primi la TV a colori. Non trascurabile inoltre il fattore prezzo che nonostante le drastiche riduzioni iniziali è pur sempre sensibilmente superiore al bianco-nero, anch'esso d'altronde sceso a livelli minimi.
Anzi a quest'ultimo proposito, contrariamente a quanto previsto dall'industria tedesca, si è riscontrato un aumento delle vendite del bianco-nero anzichè una contrazione.
Questo rallentamento imprevisto del programma di vendite dei televisori a colori, ha costretto i costruttori a rivedere affrettatamente i loro programmi di produzione, col risultato non solo di arrestare la corsa ai ribassi di prezzi, ma di ridimensionarli con un aumento che ha raggiunto in certi casi anche il 20 % sui prezzi del febbraio scorso.
Le accennate vicende del mercato tedesco ci insegnano pertanto due cose. Anzitutto non si deve contare eccessivamente sul primo « boom » di vendite a quel limitato numero di telespettatori danarosi che per primi vogliono, per prestigio soprattutto, il televisore a colori. In secondo luogo è da rilevarsi che dopo tanta discussa attesa della TV a colori, il pubblico ha perso il mordente immediato d'interesse e di curiosità per il colore e si prepara senza impazienza pressante a giudicarne pacatamente i risultati pratici di un primo periodo sperimentale.
Conseguentemente la nostra industria ha recentemente programmato una futura produzione di televisori a colori, orientandosi su prezzi che tenendo conto dell'attuale situazione dei costi per l'approvvigionamento dei componenti speciali necessari, non potranno scendere sotto le 450.000 - 480.000 lire per il modello da 25 pollici.
È da rilevare che a tale conclusione di prezzi, sono giunte anche le industrie francesi ed inglesi, che avevano affrontato l'adozione della TV a colori con meno euforico slancio della Germania dovuto probabilmente alle eccezionali condizioni di benessere raggiunte dal popolo tedesco.
Ed è altresì da rilevare che nelle condizioni di mercato suaccennate, l'affacciarsi della TV a colori, incide molto meno sul mercato del bianco-nero, che può oggi contare su una folta clientela dovuta sia a nuove reclute, sia al rinnovo di televisori, un gran numero dei quali ha ormai raggiunto o superato i dieci anni d'uso. A.

Alfredo Ferraro

Introduzione alla televisione a colori*

20. - LA TINTA

Si chiama *tinta*, quella caratteristica di un colore, che consente di distinguerlo come rosso o giallo o verde o blu, ecc. La tinta dei colori dello spettro della luce bianca (solare) è definita fisicamente dalla loro *lunghezza d'onda*(1), il valore della quale può essere compreso — come sappiamo — fra i 380 nm dell'estremo violetto e i 780 nm dell'estremo rosso(fig.13). La maggior parte dei colori spettrali è riproducibile combinando(2) tre colori primari che conviene siano un rosso, un verde e un blu.

Ciascun colore primario viene riprodotto nel cinescopio tricromico, con la presenza del solo fascio elettronico, corrispondente appunto a quel determinato tipo di fosforo che emette, sotto eccitazione, luce del colore primario considerato. I colori le cui tinte sono definite da lunghezze d'onda comprese fra quella del primario rosso e quella del primario verde, vengono riprodotti con la coesistenza — in determinate dosi — di due fasci elettronici, quello del rosso e quello del verde.

Lo stesso accade per i colori, le tinte dei quali sono definite da lunghezze d'onda comprese fra quella del verde e quella del blu, la riproduzione dei quali richiede la coesistenza, in diverse dosi, del fascio del verde e del fascio del blu (fig. 14).

Pertanto, è evidente come non vengano riprodotti i colori esterni rispetto ai primari rosso e blu, ossia, fra il rosso e il limite inferiore dell'infrarosso, e fra il blu e l'estremo superiore dell'ultravioletto. Queste deficienze non sono tuttavia preoccupanti; infatti, per quanto concerne il lato rosso, la parte di spettro perduta è caratterizzata da una certa uniformità di tinta, che non si discosta di tanto dal rosso riproducibile con il solo primario *R*, mentre alla mancanza della gamma del violetto (alla quale, del resto, l'occhio umano è ben poco sensibile), sopperisce la riproduzione delle porpore, di cui ora parleremo.

Utilizzando in dosi diverse i due primari rosso e blu, si ottiene una gamma di colori, che non fa parte dello spettro solare: questi colori costituiscono appunto la *gamma delle porpore*, di cui fa parte il magenta. Ovviamente, la tinta delle porpore non è definibile fisicamente attraverso la lunghezza d'onda.

Si osservi che, in pratica, la luce colorata, anche se ritenuta pura, non è mai definita da una lunghezza d'onda sola (salvo ricorrendo alla moderna tecnica

(*) segue dal n. 4, aprile 1968, pag. 138

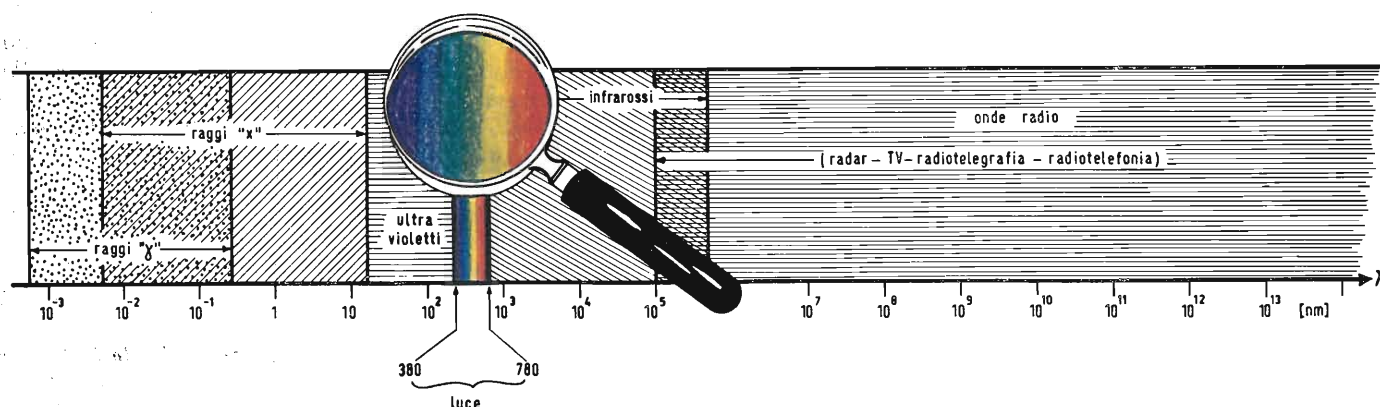



Fig. 13 - Le radiazioni elettromagnetiche luminose (luce) occupano la piccola parte dello spettro, compresa fra 380 nm (estremo violetto) e 780 nm (estremo rosso).

(1) Sarebbe tuttavia più razionale fare riferimento alla frequenza.

(2) Combinazione additiva.

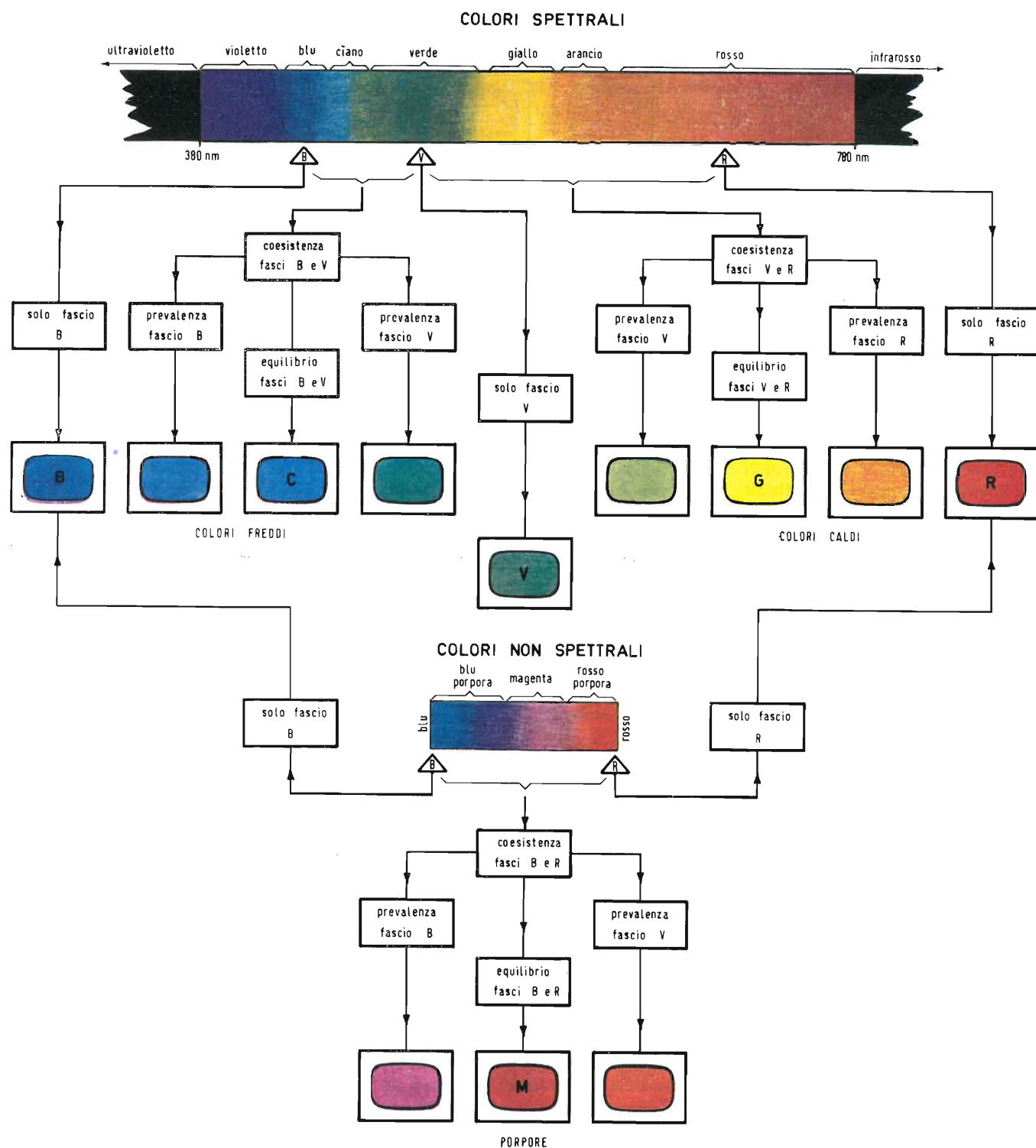



Fig. 14 - Riproduzione dei colori saturi (i primari, con un solo fascio elettronico, gli altri — spettrali o no — con due). Errata-corrige. Nell'ultimo rettangolo in basso a destra: prevalenza fascio R.

laser), bensì da un miscuglio di radiazioni occupante una banda spettrale di una certa larghezza, sia pure ristretta. La tinta della miscela è definita allora dalla lunghezza d'onda corrispondente alla radiazione componente di maggiore luminanza, che viene chiamata *lunghezza d'onda* (*pre*)*dominante*. Si tenga però presente che una radiazione luminosa può anche non contenere la lunghezza d'onda corrispondente alla tinta che la caratterizza. Per esempio, filtrando la luce bianca (oggettiva, ossia caratterizzata dalla mescolanza di tutte le lunghezze d'onda) con un fil-

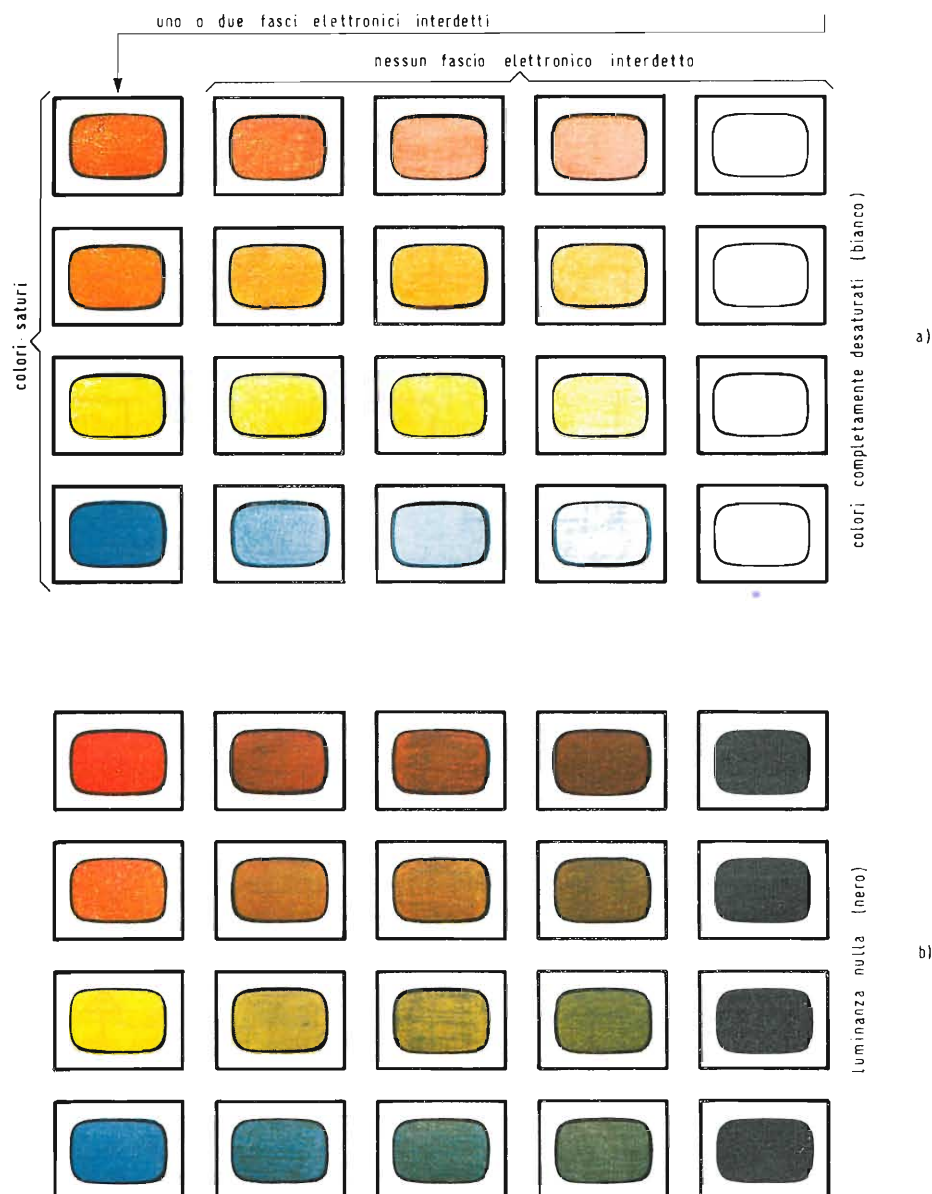



Fig. 15 - *a*) Esempi di saturazione decrescente da sinistra verso destra; *b*) esempi di luminanza decrescente da sinistra verso destra.

tro giallo, si ottiene luce gialla, che contiene la lunghezza d'onda del giallo (oggettivo), come lunghezza d'onda (pre)dominante, mentre, ottenendo la luce gialla mescolando (ossia, combinando additivamente) luce rossa e luce verde, la luce risultante non comprende radiazioni di lunghezza d'onda corrispondente al giallo. In questo caso, la tinta si definisce in funzione di una *lunghezza d'onda equivalente*, con riferimento al giallo fisicamente assente, anche se rilevato dall'occhio (giallo soggettivo).

21. - LA SATURAZIONE

Un colore si dice *saturo*, quando è puro, ossia, quando non contiene il bianco. Il bianco si comporta, infatti, come un solvente nei confronti del colore, la cui desaturazione massima corrisponde alla totale perdita di purità e coincide con la riduzione del colore al bianco e, quindi, alla completa sparizione della tinta. La diminuzione della saturazione non modifica la tinta e, se in certi casi pare che ciò avvenga, è solo apparenza. Il rosa — per esempio — non è una tinta differente dal rosso, essendo soltanto una denominazione usata per definire un rosso poco saturo, che ricorre in pratica con una certa frequenza. Anche il celeste può essere creduto una tinta a sè, mentre — in realtà — non è che un blu poco saturo. Nel linguaggio corrente, i colori poco saturi vengono distinti da quelli saturi chiaman-

doli *pastelli*. I colori non saturi vengono riprodotti dal cinescopio tricromico con la presenza di tutti e tre i fasci elettronici. La desaturazione di un colore primario si ottiene facendo intervenire, assieme al fascio elettronico relativo a quel primario, gli altri due in dosi uguali. L'eccedenza del primario predominante sugli altri, definisce la tinta, e la differenza — che uguaglia ovviamente le dosi coincidenti degli altri due primari — coesistendo con essi, definisce il bianco desaturante. La desaturazione di un colore definito dalla coesistenza di due fasci, viene ottenuta con l'intervento del terzo fascio. L'eccedenza dei primi due rispetto al terzo, dà la tinta, mentre le relative differenze, associate al terzo, danno il bianco che determina la desaturazione, ossia la riduzione della purità del colore. In fig. 15*a*, sono rappresentati alcuni casi di riduzione della saturazione o della purità, da sinistra verso destra. È evidente come — in ogni caso — si giunga al bianco finale, ovviamente determinato dalla coesistenza in pari dosi, dei tre primari.

22. - LA LUMINANZA

La luminanza, che già conosciamo, riveste importanza come parametro cromatico, in quanto essa può trarre in inganno — e più ancora della saturazione — per quanto concerne la sua influenza sulla tinta. Mentre la saturazione è quel parametro del colore che, venendo annullato, porta il colore al bianco, la luminanza è quel parametro che, annullandosi, lo porta al nero, come è visibile in fig. 15*b*.
Considerando lo spettro della luce bianca naturale e la gamma delle porpore, si nota l'apparente mancanza di colori molto ricorrenti in pratica, come i bruni (marrone), i verdi bruciati, oliva, ecc. Essi — infatti — solo apparentemente sono colori particolari, mentre fanno in realtà parte dello spettro solare e più precisamente dell'intervallo giallo-arancio, in corrispondenza — tuttavia — di luminanze ridotte. Nella figura è evidente come, riducendo la luminanza dell'arancio, emerga quello che chiamiamo bruno e che è — in realtà — un arancio poco luminoso. Così, i verdi bruciati, oliva, ecc. non sono che gialli a luminanza ridotta. Sarà quindi inesatto parlare di tinte marroni, oliva, ecc.

23. - I PARAMETRI CROMATICI

Possiamo così concludere che un colore viene definito dall'osservatore attraverso i tre parametri cromatici: tinta, saturazione o purità e luminanza. La tinta e la saturazione, essendo valutazioni di chi osserva, non possono venire espresse attraverso numeri e in determinate unità di misura. Se si volesse farlo, la tinta deve essere espressa in funzione della lunghezza d'onda corrispondente (ciò non è tuttavia possibile per le porpore, in merito alle quali riparleremo). La saturazione viene invece espressa quantitativamente in funzione della purità, ossia della percentuale di bianco presente. Pertanto, anche se lo abbiamo fatto perchè in pratica non si sottilizza tanto, saturazione e purità non sono sinonimi: la prima esprime l'entità di una sensazione, la seconda un aspetto fisico. La luminanza, infine, è un parametro fotometrico, cui corrisponderebbe il parametro oggettivo relativo alla sensazione dell'osservatore, brillanza.
In pratica si usa correntemente il termine luminanza, che ha sostituito quello precedentemente usato di luminosità.
Si osservi che, contrariamente a quanto può apparire a prima vista, non sussiste complementarità fra variazioni di saturazione e di luminanza, nel senso che è impossibile compensare una diminuzione di saturazione con una diminuzione di luminanza (o viceversa). Infatti, ripristinando il valore della luminanza precedente la desaturazione, si ottiene un colore meno puro del precedente, anche se di pari tinta e di pari luminanza.
Infine, è necessario tenere presente un fatto importante. La riproduzione tricromatica dei colori sfrutta una deficienza dell'occhio, deficienza che ci è particolarmente utile, in quanto non sarebbe stato possibile realizzare sul piano pratico la TVc in modo così semplice se, in luogo di un massimo di tre informazioni, il nostro organo della vista ne avesse richiesta una per ogni colore. Alla semplificazione consegue tuttavia una certa grossolaneità nella riproduzione dei colori, per cui la vera saturazione fisica non si raggiunge in pratica per nessun colore riprodotto, specialmente per quelli che richiedono il concorso di due primari, con particolare riguardo alla gamma verde-blu. I primari stessi, utilizzati in TVc, non sono rigorosamente saturi, essendo stati scelti rispettando compromessi fra caratteristiche antitetiche. Si osservi, però, che la ricorrenza di colori veramente saturi è in natura tanto modesta, per cui l'imprecisione di cui stiamo parlando non ha conseguenze sul piano pratico. Basti pensare che la tecnica TVc consente riproduzioni cromaticamente più fedeli della stampa tipografica, il cui livello artistico è ben noto.
Nel parlare corrente, tuttavia, si considerano saturi i colori definiti dall'intervento di uno o due primari, e non saturi, quelli in cui intervengono tutti e tre; e così faremo pure noi.

24. - LO SPETTRO CHIUSO

Il cinescopio tricromico riproduce due categorie di colori, ossia, buona parte dei colori spettrali, presenti nella luce bianca naturale, e le porpore non spettrali. La prima categoria viene riprodotta, per quanto concerne i colori saturi (con quelle riserve di cui abbiamo parlato), dalla coppia di colori primari rosso e verde o dalla coppia verde e blu. Le porpore, invece, vengono riprodotte dalla coppia di primari rosso e blu. Essendo il cinescopio tricromico un sistema simmetrico, viene spontaneo di ricercare una simmetria anche nella rappresentazione dei colori. Poichè la gamma di quelli spettrali riproducibili con i tre primari scelti, inizia con il blu e termina con il rosso, e poichè questi due estremi sono comuni alla gamma delle porpore non spettrali, è evidente la possibilità di riportare empiricamente i colori che il cinescopio può riprodurre, su una circonferenza, come abbiamo fatto nel caso *a*) di figura 16, dove i sei colori (i tre primari e i tre composti, fino ad ora considerati), sono distribuiti simmetricamente. Passando dal blu al rosso, si incontrano i colori spettrali ruotando in senso orario, mentre le porpore non spettrali si incontrano ruotando in senso antiorario, sempre dal blu al rosso.

25. - I COLORI COMPLEMENTARI

Nella rappresentazione di figura, di fronte a ogni colore primario, cade il colore composto da dosi uguali degli altri due primari. Per esempio, di fronte al primario *R*, compare il cìano, dato dalla mescolanza in uguali dosi (non di luminanza!) di verde e di blu. Analogamente, il primario verde e il primario blu sono opposti al magenta e al giallo, rispettivamente.

Se due colori opposti vengono combinati per somma (proiettandoli separatamente, su uno stesso schermo bianco, secondo il procedimento che già ci è noto), si ottiene il bianco. Se la combinazione avviene invece per differenza (sistema pure noto, delle diapositive filtranti), si ottiene il nero. Ciascuna coppia di colori per la quale si verifichi quanto detto, costituisce una coppia di *colori complementari*. Sono pertanto complementari le coppie: rosso-cìano, verde-magenta e blu-giallo. Naturalmente, ciò vale anche per i colori intermedi rispetto a quelli considerati, per cui l'arancio sarà complementare del colore compreso fra il blu e il cìano che — sulla circonferenza — gli è opposto.

26. - RAPPRESENTAZIONE SPAZIALE DEI COLORI

La rappresentazione di cui abbiamo parlato, tiene conto solamente della tinta di ciascun colore, ossia di un solo parametro. Sappiamo, invece, che ogni colore è definito da tre parametri, ossia: tinta, saturazione e luminanza.

Una rappresentazione grafica che tenga conto di tutti e tre detti parametri, non è ovviamente tracciabile su un foglio di carta, essendo a tre dimensioni, ossia in rilievo.

Generalmente, dovendo sacrificare un parametro per addivenire a una rappresentazione piana, si sacrifica la luminanza, non essendo rigorosamente cromatica, tanto è vero che, tutti i ragionamenti e tutti i computi che si fanno sul colore, possono essere condotti senza tenerne conto, agendo essa su tutte e tre le componenti primarie contemporaneamente, senza modificare l'essenza del colore che ne deriva e che — in definitiva — è essenzialmente determinato dalla tinta e dalla saturazione.

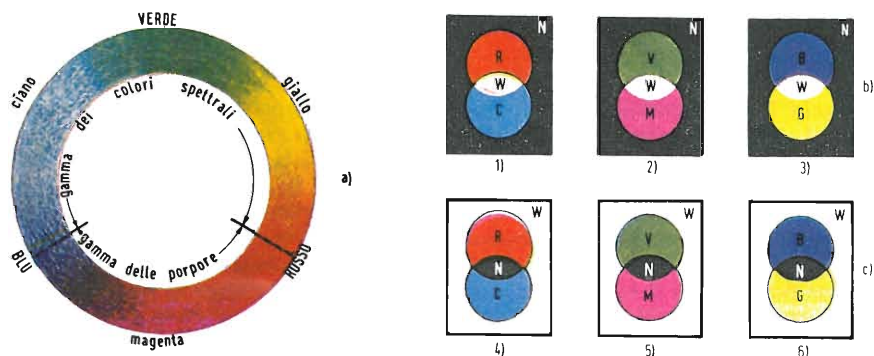



Fig. 16 - *a*) Lo spettro cromatico chiuso; *b*) combinazione additiva dei colori complementari; *c*) combinazione sottrattiva dei colori complementari.

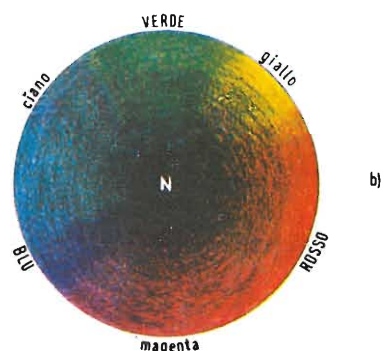
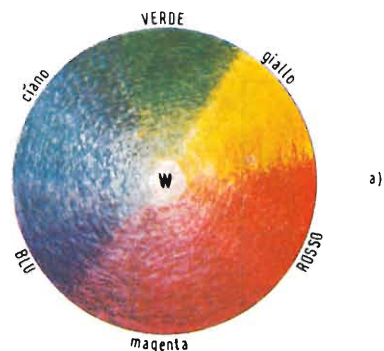



Fig. 17 - *a*) Rappresentazione circolare delle saturazioni cromatiche; *b*) rappresentazione circolare delle luminanze cromatiche.

27. - RAPPRESENTAZIONI PIANE

Considerando, in luogo di una circonferenza, l'area del cerchio dalla stessa definito, si dispone di una superficie che può venire utilizzata per rappresentare, assieme alla tinta, un secondo parametro. Se si tiene conto della saturazione, si fa coincidere con il centro del cerchio il bianco, per cui la saturazione di ciascun colore distribuito sulla circonferenza, diminuisce spostandosi lungo il raggio da esso definito, verso il centro [fig. 17*a*)]. Se — invece — si fa coincidere con il centro il nero, sarà la luminanza che varia lungo il raggio, diminuendo dall'esterno verso l'interno [fig. 17*b*)].

28. - TRIANGOLO DI CROMATICITÀ

Le rappresentazioni di cui abbiamo parlato hanno carattere empirico. Gli studi colorimetrici esigono invece che si utilizzino rappresentazioni analitiche, tali da consentire agevolmente l'esecuzione dei calcoli relativi e la soluzione grafica dei vari problemi colorimetrici. Si ricorre allora al *triangolo colorimetrico*, (fig. 18) di cui i primari occupano i vertici.

Il triangolo può essere qualsiasi, tuttavia oggi si utilizza soltanto il triangolo rettangolo, i cui due cateti consentono di fare agevolmente riferimento a un sistema di assi cartesiani ortogonali, come indicato in figura.

L'asse orizzontale — quello generalmente chiamato delle « x » — viene definito « asse del rosso » e si indica con « r »; l'asse verticale — chiamato generalmente delle « y » — viene definito « asse del verde » e si indica con « v ». Il bianco occupa il baricentro del triangolo considerato (incontro delle mediane), per cui — nella fattispecie — le sue coordinate sono date da $r = 0{,}333$ e da $v = 0{,}333$, rispettivamente. Per il primario rosso, si ha $r = 1$ e $v = 0$, per quello verde $r = 0$ e $v = 1$ e, infine, per il blu, $r = 0$ e $v = 0$.

29. - DIAGRAMMA DI CROMATICITÀ

I diagrammi di cui abbiamo parlato — empirici o analitici che siano — sono relativi ai colori che il cinescopio tricromico può riprodurre, con esclusione degli altri.

Negli studi colorimetrici è, invece, fondamentale il disporre di una rappresentazione che contenga indistintamente « tutti » i colori esistenti in natura. Operando con un numero elevatissimo di osservatori, è stata scelta una terna di colori primari saturi, tale da consentire la riproduzione del numero il più alto possibile di colori spettrali saturi, determinando inoltre le dosi con cui due primari concorrono nella formazione di ciascun colore composto. Abbiamo detto « due » primari e non « tre », in quanto il fine è stato appunto quello di studiare la composizione dei colori saturi. La determinazione in argomento è stata condotta per confronto, usando il colorimetro, bilanciando il colore combinato con un campione saturo ben definito. Ma, per alcuni colori, è risultato impossibile il conseguimento della massima saturazione, per cui si è utilizzato il terzo primario — quello non impiegato — per desaturare il campione, fino ad eguagliarlo al colore difettoso, valutando così quantitativamente il difetto di saturazione. È abbastanza intuitivo il pensare che la desaturazione del campione, a parte il segno algebrico, corrisponda a una ipotetica componente mancante al colore combinato, per portarlo alla saturazione.

Seguendo tale procedimento è stato possibile tracciare in un sistema di assi cartesiani (r, v) di cui già abbiamo parlato, la curva dei colori spettrali.

Detta curva, che è aperta come lo spettro che rappresenta, è ovviamente caratterizzata anche da coordinate negative, corrispondenti ai valori negativi di cui abbiamo parlato.

Una adatta trasformazione di coordinate, ha poi permesso di ottenere, in un altro sistema (x, y), un diagramma caratterizzato da coordinate soltanto positive. L'andamento di detta curva è « a sella », come è visibile in fig. 19.

Chiudendo tale diagramma con un segmento di retta, si ottiene una rappresentazione chiusa, la cui parte rettilinea corrisponde alle porpore non spettrali. I punti interni, fra cui il bianco, rappresentano i colori non saturi. Il triangolo definito dal tratto rettilineo delle porpore e dai due segmenti congiungenti i suoi estremi al punto rappresentativo del bianco, è relativo ai colori non spettrali (porpore sature e non sature), mentre i colori spettrali non saturi, cadono nella rimanente parte della superficie, fuori dalla curva a sella. Punti opposti rispetto al bianco sono sempre relativi a colori complementari.

Fig. 18 - Triangolo di cromaticità.

Congiungendo il punto del bianco con un punto della curva spettrale, si ha il

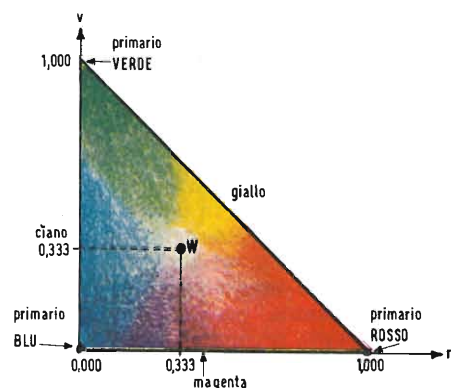
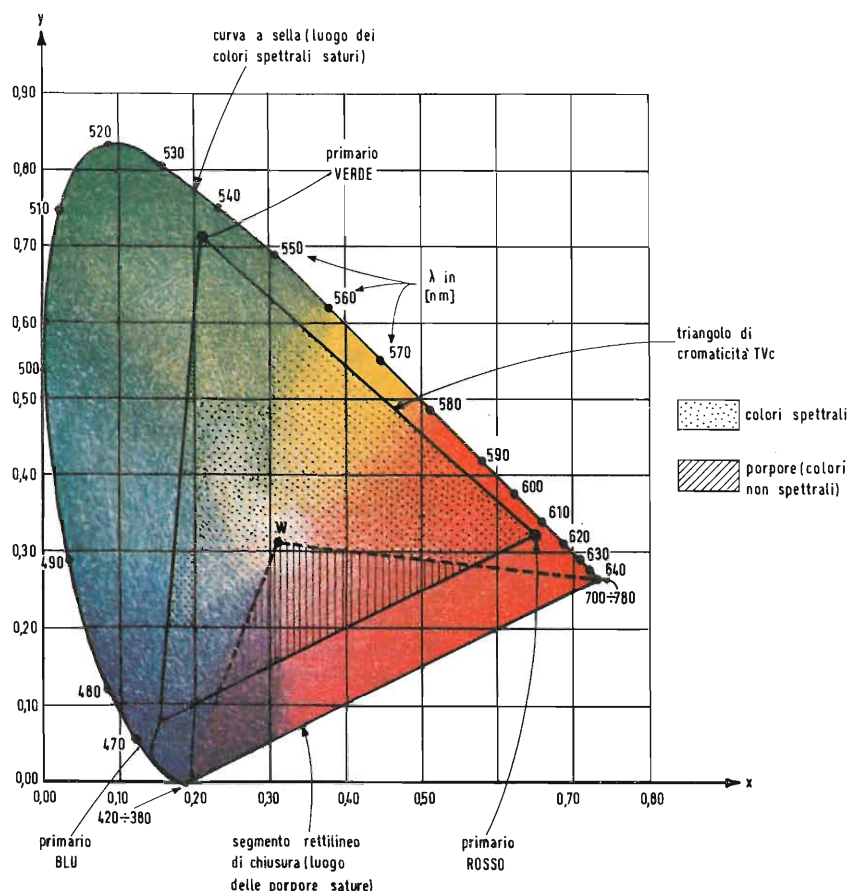
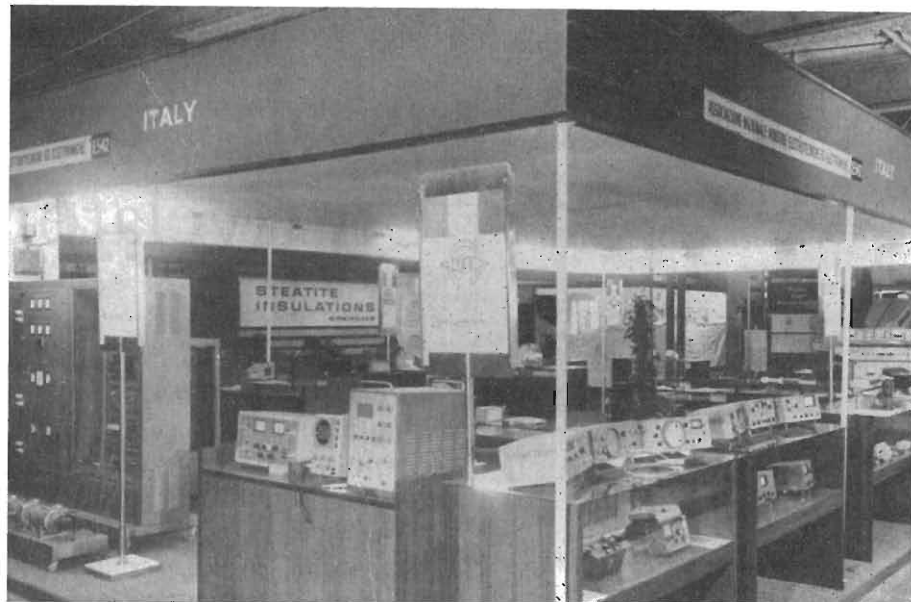



Fig. 19 - Diagramma di cromaticità.

luogo dei punti rappresentativi dei colori di uguale tinta, differenziantisi soltanto per la saturazione.

Sul diagramma di cromaticità, abbiamo indicato la posizione dei tre primari utilizzati nella tecnica TVc; il triangolo che li ha come vertici (non più rettangolo come quello di partenza), è il triangolo di cromaticità che comprende tutti i colori riproducibili con il cinescopio tricromico. Come si vede, esso non comprende colori assolutamente saturi e, anche i tre primari, non sono di per sè saturi, poichè la loro scelta è stata subordinata a soluzioni di compromesso fra conseguimenti antitetici; tuttavia, la fedeltà di riproduzione cromatica TVc è più che sufficiente e superiore a quella conseguibile con i più accurati procedimenti cromotipografici, già di per sè molto soddisfacenti. I colori che cadono fuori dal triangolo di cromaticità TVc ricorrono infatti di rado in natura, per cui la loro non riproducibilità non desta la minima preoccupazione.

30. - IL BIANCO

Come è noto, nel linguaggio corrente, si parla di differenti tipi di bianco, per esempio, di bianco avorio, di bianco latte, di bianco freddo, ecc. Ciò significa che sussiste una certa elasticità nella sua determinazione. Negli studi teorici, si dà carattere assoluto al bianco, assumendo come bianco teorico quello equienergetico, ossia quello caratterizzato dalla concorrenza di tutte le infinite componenti dello spettro luminoso, a uguale livello di potenza (ovvero, a uniforme distribuzione di energia elettromagnetica emessa per ogni lunghezza d'onda, in uguali intervalli di tempo). Negli studi pratici, invece, essendo il bianco equienergetico irrealizzabile in laboratorio, si ricorre a campioni reali convenzionali, ottenuti da determinate lampade campione, la luce delle quali viene convenientemente filtrata attraverso elementi filtranti rigorosamente tarati. Tuttavia, per quanto concerne le necessità della tecnica corrente, il bilanciamento del bianco — ossia l'ottenimento del bianco di riferimento con l'intervento di tutte e tre le componenti primarie — viene fatto a occhio, per cui il problema del bianco, ha importanza pratica soltanto marginale, per il tecnico riparatore. *(continua)*

Per la prima volta un gruppo di industrie italiane alla Mostra di Londra

Alla « INSTRUMENTS, ELECTRONICS & AUTOMATION - INTERNATIONAL EXHIBITION », svoltasi a Londra dal 13 al 18 maggio 1968, hanno partecipato quest'anno, per la prima volta, un gruppo di industrie italiane, produttrici di apparecchiature elettroniche e strumenti di misura, presentando collettivamente la loro produzione specializzata in un'unica area. L'iniziativa è stata intrapresa da un gruppo di aderenti all'ANIE. L'associazione si è interessata per tutte le pratiche relative a tale partecipazione chiedendo la collaborazione del Ministero del Commercio con l'estero e dell'Istituto Nazionale per il commercio estero di Roma. Inoltre l'ICE ha ottenuto un parziale contributo da parte del Ministero del Commercio con l'estero per le spese sostenute dalle Industrie espositrici.

Hanno partecipato alla rassegna le seguenti ditte:

CHINAGLIA DINO ELETTROCOSTRUZIONI S.a.S - Belluno;

ELETTRONICA VENETA S.n.c. - Motta di Livenza (Treviso);

PRESTEL S.r.l. - Milano;

SOCIETA' ELETTRONICA LOMBARDA - S.E.L.O. - S.p.A. - Sesto San Giovanni - Milano;

T.E.S. S.a.S. - Milano;

UNAOHM della START S.p.A. - Plasticopoli - Milano;

In questa occasione sono state presentate apparecchiature elettroniche e strumenti di misura, altamente qualificati, prodotti in Italia ed esportati. Notevole è stato l'interesse per la produzione esposta ed è stata anche constatata una certa sorpresa per il fatto che alcune industrie italiane abbiano volutamente affrontato il confronto con le concorrenti più avanzate estere in questo delicato settore ed in particolare in una manifestazione internazionalmente considerata il banco di prova.
Si sono allacciate molte interessanti relazioni con potenziali clienti ed avviati profiqui rapporti di rappresentanza con molti Paesi. L'accoglienza riservata all'industria italiana dagli Organizzatori della « I.E.A. » è stata particolarmente cordiale.
È stata molto gradita dagli Espositori italiani la visita del Ministro Plenipotenziario presso l'Ambasciata Italiana a Londra, Ecc. Enzo Malgeri, accompagnato dal dott. Angiolino Giaroli, Direttore dell'I.C.E. di Londra. I graditi visitatori si sono a lungo intrattenuti con gli espositori italiani con i quali hanno studiato la possibilità di una più numerosa partecipazione di industrie specializzate italiane alla prossima edizione della « I.E.A. » che si terrà a Londra nel 1970.

Luigi Cesone

Problemi relativi al controllo del traffico. Un rivelatore di presenza*

È a tutti noto che l'organizzazione della circolazione dei veicoli, sia nei centri urbani, sia lungo le maggiori direttrici stradali pone attualmente numerosi ed importanti problemi. Naturalmente, l'impiego di calcolatori nei quali si introduce la « nozione » del traffico è certamente interessante per la soluzione di detti problemi unicamente a patto che i dati forniti alla centrale di calcolo costituiscano la rappresentazione fedele della « fluidità » della circolazione. I rivelatori preposti a tale funzione hanno dunque lo scopo di valutare la presenza od il passaggio di veicoli ed eventualmente permettere di stabilirne velocità e ingombro.

(*) *Electronique Industrielle*, marzo-aprile 1967, pag. 207.

1. - GENERALITÀ

Il crescente incremento della circolazione automobilistica nei centri urbani pone attualmente due urgenti problemi: *ottimizzare la durata delle luci* verdi e rosse dei semafori mediante centri di calcolo più o meno complessi onde rendere più fluido il traffico; *garantire la sosta* dei veicoli mediante l'incremento dei parcheggi.

Altri problemi sorgono invece lungo i grandi itinerari stradali: *garantire la priorità alla circolazione lungo la strada di grande traffico* sbloccando la circolazione lungo gli incroci secondari soltanto in caso di presentazione di uno o più veicoli ed essenzialmente in funzione del periodo di attesa dei medesimi; *effettuare il conteggio degli autoveicoli sulle autostrade* e controllare automaticamente gli ingressi sottoposti a pedaggio.

Per porre soluzione ai problemi accennati, esistono numerosi tipi di rivelatori, fra i quali si possono enumerare i tipi elettromagnetici, quelli pneumatici oppure idraulici. Le difficoltà inerenti la posa in opera oppure la manutenzione dei suddetti sistemi hanno fatto sorgere la necessità di orientarsi verso dispositivi elettronici.

A questo scopo sono stati studiati dei dispositivi elettromagnetici, oppure ottici fondati sullo sfruttamento dell'effetto Doppler, o in grado di fornire degli impulsi elettrici in corrispondenza del passaggio di veicoli. Detti dispositivi funzionano generalmente bene quantunque presentino diversi inconvenienti, fra i quali un prezzo spesso troppo alto, una manutenzione onerosa e continua e l'eventualità che restrizioni di ordine amministrativo impediscano, in determinati casi, la loro installazione ed impiego.

Un'altra categoria di rivelatori adatti all'uopo comprende, invece, un rivelatore sistemato nel piano stradale associato ad un dispositivo elettronico, facilmente accessibile, capace di trasformare il fenomeno fisico di rivelazione in una informazione elaborabile da un calcolatore.

2. - CARATTERISTICHE PRINCIPALI DEI RIVELATORI DI AUTOVEICOLI

Le caratteristiche che occorre riscontrare nei dispositivi di rivelazione possono essere classificate nelle seguenti tre categorie: *adattabilità*, *posa in opera*, *stabilità di comportamento*.

I problemi relativi all'adattabilità concernono essenzialmente il trasduttore-rivelatore vero e proprio. Infatti la natura della sede stradale può essere di vario tipo: cemento armato, oppure no, « pavé », asfalto. Inoltre, il trasduttore dovrà essere insensibile alle variazioni termiche estreme, all'umidità, al congelamento in caso di neve o di ghiaccio, alle leggere deformazioni della carreggiata e, in caso di posa diretta, dovrà resistere all'elevata temperatura del bitume liquido (circa 250 °C). I tempi necessari per l'installazione del trasduttore dovranno essere minimi onde evitare la paralisi totale o parziale della circolazione.

Per quanto riguarda la posa in opera, essa dovrà poter essere effettuata da personale non specializzato e senza l'impiego di strumenti di misura ausiliari. La regolazione dovrà essere inoltre accessibile ed assai semplificata.

Dal punto di vista della stabilità di

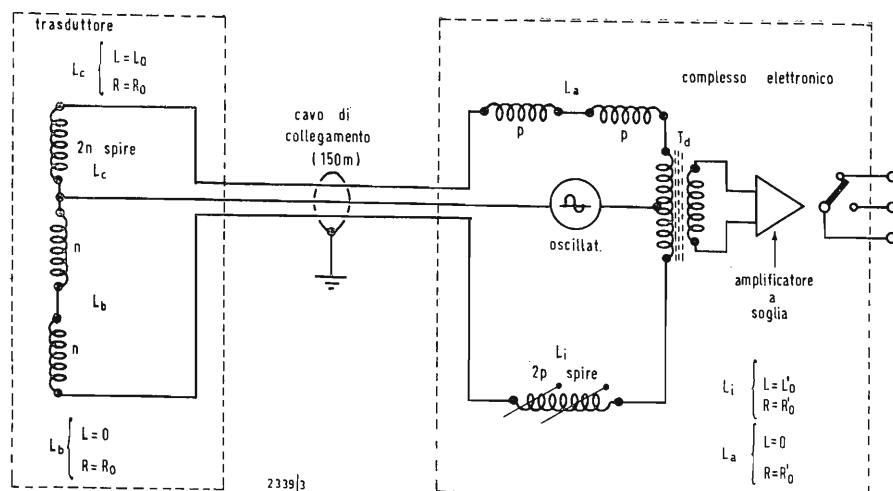



Fig. 1 - Schema di principio del rivelatore di presenza. Si notano la struttura a ponte del complesso di rivelazione del circuito «immagine» e del trasformatore differenziale.

comportamento, essendo il trasduttore ed il dispositivo elettronico associato, normalmente separati da distanze anche notevoli ed essendo i due elementi rispettivamente sottoposti a temperature ambiente assai differenti, è indispensabile che essi siano individualmente stabili dal punto di vista termico.

3. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL RIVELATORE DI PRESENZA

Assumendo come esempio di questa descrizione il trasduttore «Silec» prodotto in Francia, diremo che esso funziona utilizzando le variazioni di perdita prodotte da una massa metallica che si sposti in prossimità di una spira percorsa da una corrente alternata. Detto principio di funzionamento è schematizzato in figura 1.

La spira captatrice, alloggiata nella carreggiata, costituisce i due rami adiacenti di un circuito a ponte alimentato in alternata ad alta frequenza ed equilibrato. La presenza di un veicolo in prossimità della spira avrà dunque l'effetto di provocare uno squilibrio del ponte; la conseguente tensione di squilibrio, dopo opportuna amplificazione e rivelazione, agirà (oltre un valore prefissato di soglia) sul relé dell'utilizzatore; quest'ultimo risulterà eccitato per l'intera durata del periodo lungo il quale il veicolo verrà a trovarsi nella zona di influenza della spira.

Il trasduttore si compone di due avvolgimenti: L_c il cui coefficiente di autoinduzione L_o e la cui resistenza ohmica R_o dipendono dalle dimensioni fisiche della spira; ed L_b costituito da una coppia di bobine identiche, quantunque avvolte in senso inverso.

Le caratteristiche di questo complesso sono tali per cui il coefficiente di autoinduzione di L_b è nullo, mentre la resistenza ohmica di L_b è pari a quella di L_c; poichè le derive termiche sono di

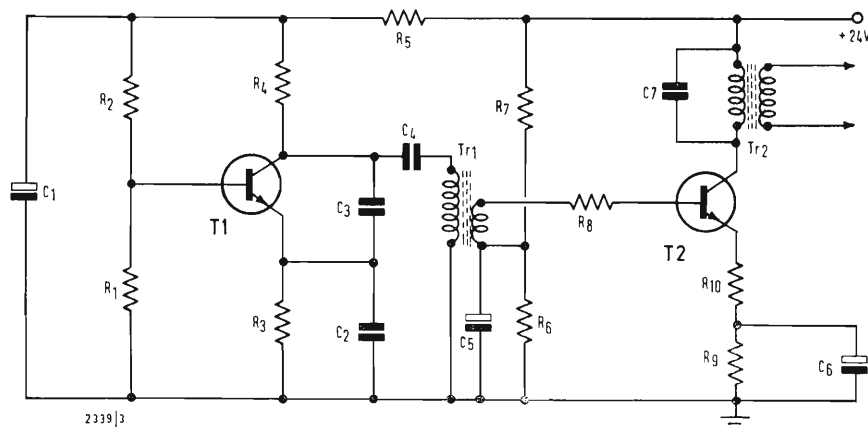
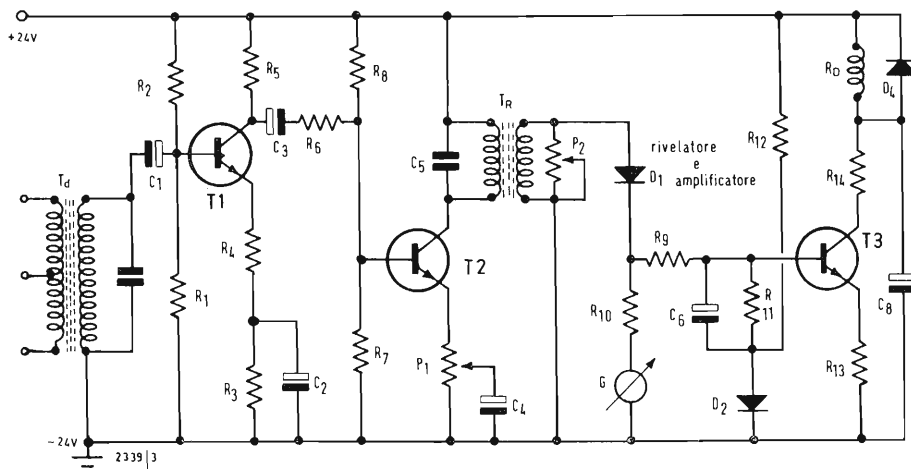



Fig. 2 - Schema del circuito oscillatore-amplificatore per l'alimentazione a 12 kHz del dispositivo di rivelazione a ponte.

Fig. 3 - Configurazione circuitale completa dell'amplificatore in alternata, del rivelatore e dell'amplificatore in corrente continua del complesso rivelatore di presenza.

ordine resistivo, questo dispositivo garantisce la stabilità termica del complesso di rivelazione.
I circuiti elettronici associati al trasduttore-rivelatore e raggruppati in un contenitore separato, comprendono: un circuito « immagine »; un oscillatore, un amplificatore con rivelatore ed un alimentatore regolato.
Il circuito immagine L_a-L_i ha un funzionamento analogo a quello del rivelatore e costituisce i rami del ponte opposti a quelli del rivelatore.

L'alimentazione del ponte avviene tramite un oscillatore funzionante sulla frequenza di circa 12 kHz. Una serie di esperimenti ha consentito di stabilire essere quest'ultima la frequenza ottimale di alimentazione del sistema a ponte differenziale. La scelta tiene inoltre conto dell'irraggiamento emesso dalla spira di rivelazione, dell'importanza delle perdite prodotte dal passaggio di veicoli, e dell'impedenza di funzionamento del trasduttore. Lo stadio oscillatore è seguito da un amplificatore destinato a fornire una potenza di 50 mW al trasduttore. Lo schema dell'oscillatore che alimenta il trasduttore-rivelatore è illustrato in figura 2.

In fig. 3 è illustrato lo schema dell'amplificatore-rivelatore seguito da un amplificatore a corrente continua.

Il secondario del trasformatore differenziale (T_d) è accordato mediante condensatore, mentre il primo stadio amplificatore (T_1) è aperiodico ed è oggetto di una rete di controreazione attuata tramite R_4; esso presenta un guadagno pari a 44. Lo scopo di detta controreazione, che minimizza le variazioni di guadagno del transistor, è quello di stabilizzarne l'impedenza di ingresso in funzione della temperatura; il secondo stadio, selettivo, costituito da T_2 presenta una banda passante di 600 Hz. Il suo guadagno è regolabile tramite contro-reazione intervenendo sul potenziometro P_1. Tale regolazione serve, in sede di messa a punto, per la calibrazione di tutti gli amplificatori sulla medesima soglia di rivelazione. Onde ridurre l'influenza delle variazioni di impedenza d'ingresso di T_2 sul carico di T_1 in funzione di P_1, fra i due stadi è stata introdotta una resistenza (R_6).

Il potenziometro P_2 è invece a disposizione dell'utente; esso consente di diminuire il guadagno per facilitare la ricerca dello zero (equilibrio), in fase di posa in opera del complesso. Detto equilibrio viene rivelato mediante il galvanometro collegato a valle del diodo di rivelazione D_1. Uno stadio di amplificazione in corrente continua (T_3) fornisce corrente di eccitazione al relé *RD*; quest'ultimo è un relé a lamine vibranti che viene collegato al relé di utilizzazione (non rappresentato nello schema di figura 3), sia direttamente nel caso di rivelazione di presenza, sia tramite condensatore, nel caso di pilotaggio di un centro di calcolo.

L'intero dispositivo è alimentato in corrente continua alla tensione di 24 V. La tensione è fornita dalla rete a 50-60 periodi tramite raddrizzatore dotato di regolatore in serie, pilotato da un diodo Zener di riferimento. Il consumo totale del dispositivo non supera i 3 W. L'impiego di questo rivelatore di presenza non è evidentemente limitato alla circolazione stradale. Esso infatti trova altrettanto utile sfruttamento nelle miniere per controllare la presenza permanente dei vagoncini di carico onde assicurare una segnalazione efficace; nell'industria, per l'apertura automatica di porte, ed in senso del tutto generale per la soluzione di tutti quei problemi che impongono la rivelazione di presenza di una massa metallica di notevoli dimensioni.

4. - BIBLIOGRAFIA

Documentazione SILEC.

A

Franco Soresini

La cibernetica e lo studio dell'uomo*

Fig. 37

8.6. - Appunti sullo schema

Lo schema ottenuto può sembrare sufficientemente semplice se si tien conto delle funzioni enunciate. Ma è niente se si cerca di rappresentare una realizzazione fisica possibile, il vantaggio del generico simbolismo utilizzato essendo tale da permettere la sua realizzazione in termini qualsiasi. Si può a partire dallo schema, progettare un montaggio elettrico, meccanico, idraulico, chimico, ecc.
Se utilizziamo la tecnica elettrica-elettronica lo schema risulta abbastanza semplice: la trasmissione si riduce ad un semplice conduttore e a un raddrizzatore che non permette ai segnali di passare che in un solo senso come in realtà ha luogo in un neurone.
Una trasmissione a guadagno variabile si riporta ad un tubo elettronico o ad un transistore.
Una sommatoria di segnali con memorizzazione e perdita di memoria si riporta ad un semplice condensatore reale, vale a dire presentante una resistenza di perdita.
Malgrado la semplicità degli elementi che traducono delle funzioni complesse, l'analogia può essere spinta molto lontano. A titolo di esempio, non solamente un semplice condensatore reale permette di simulare la memoria e l'oblio, ma rende conto dell'andamento della legge che regge la perdita di memoria. Questa in effetti è sensibilmente logaritmica, come ha dimostrato Pieron.
E ciò è quanto si constata nel circuito di fig. 37, utilizzando un condensatore. Questo circuito permetterà egualmente di riprodurre un'altra caratteristica dei riflessi condizionati di cui non abbiamo ancora parlato: la loro velocità di acquisizione variabile. Ciò è in funzione della forza dello stimolo: un gatto che mette le zampe su una piastra ardente acquista in una sola volta un riflesso condizionato che gli permette di evitare di ricominciare la esperienza.
Il circuito indicato riproduce questa caratteristica. È sufficiente che il rilevatore invii un segnale proporzionale (sia pure grossolanamente) alla intensità dello stimolo: la tensione ai capi del condensatore essendo proporzionale alla quantità di elettricità ricevuta, il riflesso si stabilirà sempre più rapidamente quanto più lo stimolo sarà forte. Ciò che corrisponde al risultato enunciato.
È viceversa più complesso il simulare la differenziazione di un riflesso condizionato.

Se poniamo l'ipotesi di realizzare uno schema elettrico equivalente, è necessario prevedere un sistema a selettività variabile centrantesi automaticamente sulla frequenza, per esempio. L'insieme è facile da realizzare e può dare buoni risultati, ma si tratta di un circuito assai complesso che non ha la semplicità delle realizzazioni precedenti.
Una soluzione semplice è verosimilmente possibile, ma non è stata ancora attuata. È tuttavia utile considerare la utilizzazione di un circuito di « differenziazione » del riflesso, perchè se ne possono trarre risultati interessanti nella simulazione della nevrosi sperimentale.

8.6.1. - *Realizzazione a catena di riflessi condizionati*

Una delle caratteristiche essenziali dei riflessi condizionati è di potersi concatenare gli uni agli altri. Vale a dire che quando un riflesso condizionato è attuato, può servire a sua volta di riflesso assoluto per attuare un altro riflesso, infatti nel mondo reale, qualsiasi animale deve essere preparato ad associare non importa quale fenomeno a non importa quale altro. Questa doppia condizione può essere simulata assai semplicemente realizzando un collegamento fra tutte le catene riflesse possibili. Ciò equivale a dire che si deve realizzare l'interconnessione di N vie 2 a 2 e ciò, in modo simmetrico.
Nel caso assai semplice in cui si considerino soltanto 3 vie, si ottiene lo schema dato dalla figura 38.
Il numero dei collegamenti N fra le vie cresce rapidamente ed è espresso da:

$$N = 2 \times \sum_{i=1}^{i=n} (n - i) = n(n - 1)$$

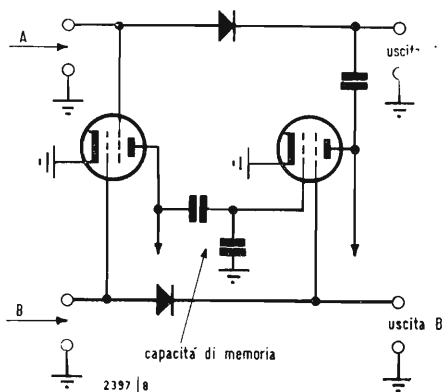
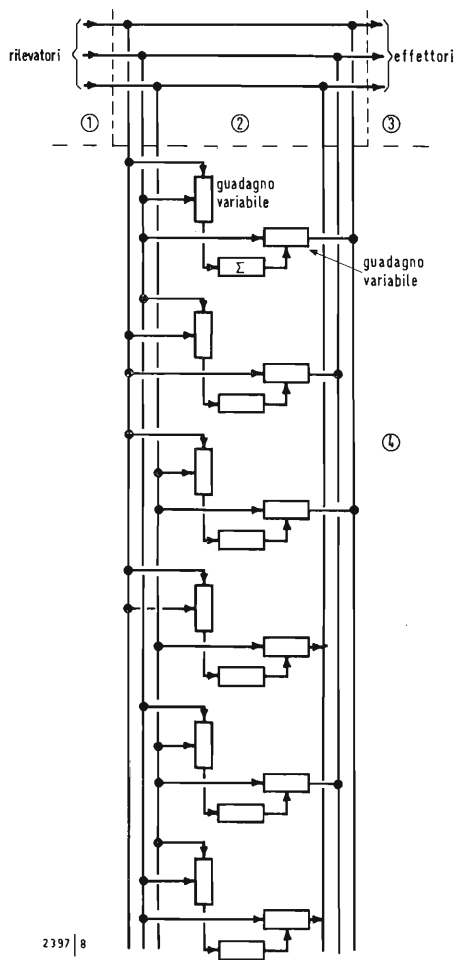
Per N grande, si avranno N prossimi a n^2. Se si pensa al numero di vie che arrivano o partono dal cervello, si arriverà ad un numero di connessioni impressionante.
Una obiezione è stata fatta a più riprese ai diversi schemi di riflessi condizionati che sono stati proposti: « I due stimoti non sono affatto simultanei e soprattutto lo stimolo condizionale non provoca la medesima risposta dello stimolo assoluto, ma una risposta preparatoria a base corticale, allorquando il riflesso assoluto è un processo sub corticale. Il riflesso condizionale sembra una azione volontaria ».
Secondo certe ipotesi, la soluzione ottenuta risponde a questa obiezione. Consideriamo infatti lo schema di figura 38.

(*) segue dal n. 7, luglio 1968, pag. 290.

Fig. 38

Fig. 39

Si può assimilare la zona 1 a quella dei rilevatori, vale a dire agli organi di senso, la zona 2 agli effettori, vale a dire ai muscoli e alle ghiandole. La zona 3 è allora assimilabile al midollo spinale, sede dei riflessi assoluti e la zona 4 alla corteccia. Questo paragone può sembrare arbitrario. Esso ha infatti il merito di render conto di numerosi fatti sperimentali.

Rispondiamo all'obiezione precedente. Il circuito caratterizzato dal riflesso condizionato non è della stessa natura del circuito di riflesso assoluto.

Se si sopprime la parte dello schema contenente i sistemi a guadagno variabile (corrispondenti alla corteccia), diventa impossibile attuare un riflesso condizionato e quelli già attuati scompaiono.

Ben si constata che nell'animale privo di corteccia, i riflessi condizionati sono assai perturbati anche se la scomparsa non è così netta.

In uno schema completo indicante i diversi organi di senso, si potranno qui figurare le « operazioni parziali » corrispondenti a delle lesioni localizzate della corteccia. I comportamenti ottenuti simuleranno allora le atassi e le afasie,... con la scomparsa dei riflessi condizionati corrispondenti.

Ci si può render conto delle esperienze fatte nell'intento di localizzare il « collegamento » di un riflesso condizionato.

1) - Light e Goutt (1936) sul riflesso di flessione, Finch (1938) sul riflesso di salivazione, hanno dimostrato che il blocco dell'effettore non determinava affatto lo stabilirsi di un riflesso condizionato.

Si possono riprodurre queste esperienze sullo schema sezionando il conduttore all'entrata dell'effettore assoluto. Resta perfettamente possibile attuare il riflesso condizionato che si manifesta di nuovo, se si rimette la connessione com'era.

Questo ultimo punto è ben conforme alla esperienza.

2) - Loucks (1935) ha dimostrato la impossibilità di ottenere un riflesso condizionato utilizzando la stimolazione dell'area corticale motrice come stimolo assoluto. Ciò può essere verificato sullo schema, poichè la parte assimilabile all'area corticale motrice é situata dopo il collegamento da stabilire.

3) - Loucks e Gantt (1938) hanno dimostrato la impossibilità di ottenere un riflesso condizionato stimolando la radice. Si ritrova egualmente questa impossibilità sullo schema.

4) Harlow e Bremer (1942) hanno ottenuto un riflesso condizionato malgrado il bloccaggio col freddo dell'area motrice. Il riflesso, non passando per questa zona sullo schema, rende infatti possibile attuare un riflesso condizionato.

5) Loucks e Gantt (1938) hanno dimostrato che tutte le eccitazioni delle vie ascendenti specifiche provocanti i riflessi assoluti possono servire di stimolo assoluto.

Questo fatto è ancora verificabile sullo schema poichè ciò equivale a inviare la eccitazione prima del collegamento da stabilire. Si verifica egualmente (e questo lo hanno dimostrato i medesimi autori) che ogni stimolazione di strutture nervose appartenenti ai sistemi sensoriali ascendenti possa servire di stimolo assoluto.

Finalmente il paragone che è stato fatto precedentemente si rivela sufficientemente fruttifero per poter servire eventualmente quale ipotesi di lavoro.

8.6.1.1. - *Inibizione esterna*

Quando un animale riceve uno stimolo che esso non attendeva, esso ha la inibizione del riflesso condizionato in corso. Questo stimolo provoca in effetti (anche se non si tratta di uno stimolo assoluto) un riflesso assoluto che è un riflesso di guardia, di esplorazione o di assaggio.

Si può evidentemente, simularlo sconnettendo di colpo tutto il sistema riflesso ed eccitando i diversi effettori in maniera adeguata.

Questo metodo sembra però un poco primitivo e sembra più interessante adottare lo schema di fig. 39.

Il segnale proveniente dal ricettore è inviato al comando di inibizione dei diversi effettori, ma in parallelo serve ad eccitare gli effettori messi in causa dal riflesso di attenzione. Si ha dunque simultaneamente l'arresto dei riflessi condizionati in corso e l'apparizione di un riflesso particolare: quello dell'attenzione.

Il sistema a guadagno variabile e la sommatoria permettono di riprodurre l'abitudine al segnale perturbatore che si manifesta rapidamente. La curva corrispondente (Evans 1926) essendo sensibilmente logaritmica, potrà essere realizzata con un sistema a condensatore che darà dei risultati soddisfacenti.

La perdita di memoria (resistenza di fuga del condensatore per esempio) permette la scomparsa di questa abitudine quando il segnale perturbatore non è apparso durante un tempo sufficiente. Nello schema generale, che è dato più avanti, l'insieme dei meccanismi d'inibizione si troveranno al livello del sistema nervoso centrale.

8.6.1.2. - *Inibizione interna*

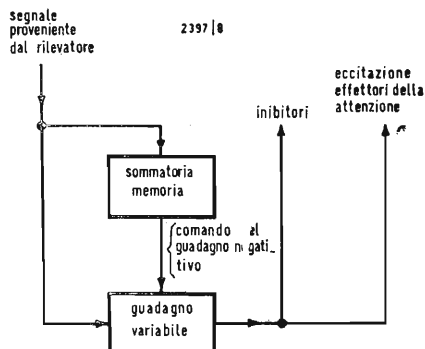
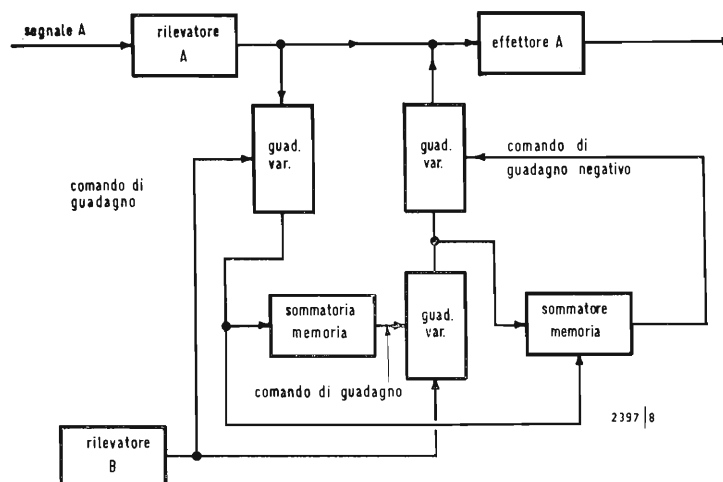
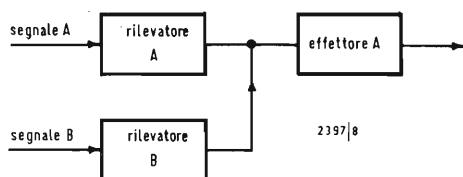
Quando l'attuazione del riflesso condizionato è terminata, ci si trova in presenza di un circuito come quello di fig. 40.

Ma se si applica un certo numero di volte lo stimolo condizionale ad intervalli sufficientemente ravvicinati senza farli seguire dallo stimolo assoluto si ha estinzione del riflesso condizionato per inibizione interna.

Ciò non può essere riprodotto, se non si considera un collegamento in retroazio-

Fig. 41

Fig. 40

Fig. 42

ne fra il rilevatore dello stimolo assoluto e l'effettore assoluto corrispondente che permetta la verifica del buon funzionamento dell'effettore o più esattamente del suo buon funzionamento.

Allorchè l'effettore funziona quando il rilevatore non è eccitato, si può considerare che si tratti di un funzionamento difettoso ed il rilevatore agisce in controreazione per diminuire il segnale arrivante all'effettore.

Con tutta verosomiglianza, questa azione è situata al livello della corteccia. Una modalità di funzionamento deve tuttavia essere precisata: l'apparire dello stimolo assoluto riporta a zero il sistema di inibizione interna. Si può dedurre lo schema dato in fig. 41, che pare risponda a queste condizioni.

8.7. - Applicazioni possibili dello schema

Esistono numerosi stati normali o patologici che si son voluti spiegare partendo dal fenomeno di riflesso condizionato. Si può pensare che se lo schema di riflesso condizionato proposto è sufficientemente approssimato, esso permetterà di simulare egualmente questi stati, per quanto all'origine non sia stato studiato per questo scopo.

È secondo questo spirito che si possono verificare:
— i fenomeni di nevrosi sperimentale che secondo la teoria di Pavlov, si collegano direttamente alla teoria dei riflessi condizionati;
— il sonno, che si incontra egualmente spesso nello studio dei riflessi condizionati;
— l'apprendimento, che molti autori hanno collegato ai riflessi condizionati.

8.7.1. - *Riproduzione della nevrosi sperimentale*

Durante i suoi studi sui riflessi condizionati, Pavlov è stato portato ad osservare dei casi di nevrosi sperimentale. Questo studio è stato ripreso e completato dai suoi successori, su diversi animali, e forma attualmente un insieme coerente molto importante.

Non è una cosa facile fornire una definizione precisa della nevrosi sperimentale. L'esperienza iniziale in questo campo è quella di Shenger-Krestovnikova.

Essa è assai precisa, così la ricorderemo brevemente piuttosto che tentarne una definizione più o meno valevole. Un cane fu condizionato per distinguere fra un cerchio luminoso come segnale di nutrimento, e un ovale di luminosità e di dimensioni eguali come segnale di assenza di nutrimento.

Essendo il condizionamento soddisfacente, si portò la dimensione del diametro più piccolo dell'ovale simile a quella del diametro maggiore.

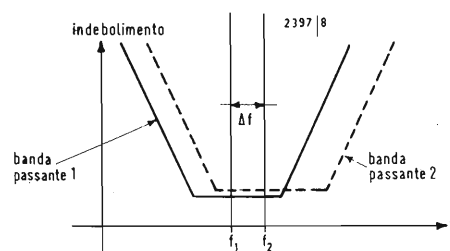
Quando l'ovale ebbe un aspetto quasi simile a quello del cerchio, il comportamento del cane cambiò bruscamente: l'uno e l'altro dei segnali davano avvio alla salivazione in modo così profuso che il cane divenne inutilizzabile per le esperienze di condizionamento.

Ci è parso interessante, una volta stabilito lo studio di uno schema simulante l'attuazione di un riflesso condizionato, di esaminare se non era possibile riprodurre egualmente la nevrosi sperimentale con lo schema ottenuto.

Infatti, non è nemmeno necessario adattare lo schema per ottenere che esso simuli anche la nevrosi sperimentale.
È sufficiente portarsi in adeguate condizioni.

Se analizziamo l'esperienza descritta precedentemente, vediamo che l'animale in esperienza è preso da nevrosi sperimentale nel momento in cui deve associare degli atti differenti a dei segnali via via sempre più simili.

rilevatori
effettori
z z' z''
2397|E

Fig. 43

È infatti un fenomeno di confusione, aggravato dal fatto che i due segnali che tendono a confondersi comandano delle risposte che si escludono.

Vediamo dunque ciò che avviene se — dopo aver condizionato un sistema a rispondere in modo opposto a due segnali della medesima natura e non differenti che per una loro caratteristica — diminuiamo la differenza che li separa.

Nel corso dello studio dello schema, siamo arrivati alla necessità di prendere un sistema selettivo centrantesi sul segnale condizionale per simulare esattamente la differenziazione progressiva del riflesso condizionato.

Consideriamo allora due segnali formanti dei risultati opposti (per esempio la chiusura di un relè a due posizioni su l'una o l'altra delle sue posizioni).

Sia il caso di due segnali elettrici sinusoidali differenti solamente per il valore della frequenza.
Dopo aver ben stabilito il condizionamento si avvicinano poco a poco la frequenza di questi segnali. I sistemi di selettività automatica si centrano sulle frequenze dei loro segnali, le due vie si avvicinano egualmente.

Come tutti i sistemi di trasmissione convenienti possiedono una banda passante non nulla, le bande passanti di queste due vie avranno un ponte in comune anche quando i due segnali non saranno ancora confusi, conformemente al diagramma di fig. 42.

In queste condizioni, il segnale ricevuto può essere f_1 o f_2, esso si stabilisce in ogni modo sulle due vie nella stessa volta; se degli ordini contraddittori sono ricevuti dall'effettore finale, il comportamento non può essere che confuso. Secondo le caratteristiche del sistema (ed in particolare le costanti di tempo) si produrrà un bloccaggio o al contrario un battimento o tremolio ad una frequenza determinabile col calcolo.

Si ottiene quindi un comportamento simulante la nevrosi sperimentale. Questo ragionamento sembra valevole per i fenomeni di confusione, di comportamento esitante, ecc.

Lo schema ottenuto potrà dunque essere di base allo studio di questi fenomeni.
L'identità con il cane di Pavlov può essere quindi spinta più lontano.
L'insieme diviene, in effetti, inutilizzabile per lo studio di riflessi condizionati, quando le due vie sono confuse.

Non ne possono essere utilizzate di nuove che dopo un periodo di riposo. Il sistema di perdita della memoria, riportando a zero il guadagno delle interconnessioni, rende allora attuabili dei nuovi riflessi.
Aggiungiamo una constatazione che va egualmente nel senso di questa identità.
È necessario, per realizzare questo schema, utilizzare degli effetti che si escludano. Questa necessità è in accordo con ciò che avviene nell'animale perchè nel caso della non salivazione di un cane davanti ad un cerchio od un'ellissi, la non salivazione è un atto.

In effetti, essa è ottenuta con una inibizione e non con una assenza del segnale (si tratta di un condizionamento negativo).

8.7.2. - *Schema per la simulazione del sonno*

Quando un riflesso condizionato è stato attuato, se si applica all'animale in esperienza lo stimolo condizionale senza mai farlo seguire da uno stimolo assoluto, si produce una inibizione generalizzata che provoca, infine, un sonno profondo.

Si può tentare di imitare questo comportamento ricorrendo allo schema di fig. 43.

Se in questo schema si invia un segnale che si ripete continuamente su uno dei rilevatori, o si abbia sui diversi archi riflessi un organo di sommatoria che registri i segnali-attenuati proporzionatamente alle « resistenze » di trasmissione — gli effettori saranno inibiti l'uno dopo l'altro, in funzione della loro distanza dal rilevatore eccitato. E mantenendo l'eccitazione per una durata sufficiente, si può pervenire alla inibizione totale, che simula il sonno profondo.

Questo schema, estremamente semplice, ma che permette di farsi un'idea del processo di generalizzazione della inibizione, può essere inserito nello schema generale e completato in modo da tener conto dei fenomeni quali il risveglio a seguito della ricezione di uno stimolo assoluto sufficientemente energico, per esempio.

Per questo, è sufficiente che lo stimolo riporti a zero la memoria che provoca la inibizione.
Sul piano elettrico, si tratta un problema assai semplice. Essendo la memoria rappresentata da una semplice capacità, il ritorno a zero sarà un tubo a gas o un relè.
Daremo più avanti, nello schema generale, un'idea dei collegamenti che si possono pensare.

8.7.3. - *Schema di apprendimento*

Il problema si pone si sapere se si deve considerare il processo di apprendimento riportabile a quello dei riflessi condizionati, oppure se si tratta di un processo comprendente degli elementi complementari.

È possibile collegare l'apprendimento, in linea generale, al riflesso condizionato. Questa è in particolare una opinione di Pavlov affermante che « differenti tipi di abitudini basate sull'abitudine, l'educazione e la disciplina, non rappresentano niente altro che una lunga catena di riflessi condizionali».
Si può tentare di giustificare questa concezione stabilendo uno schema di ap-

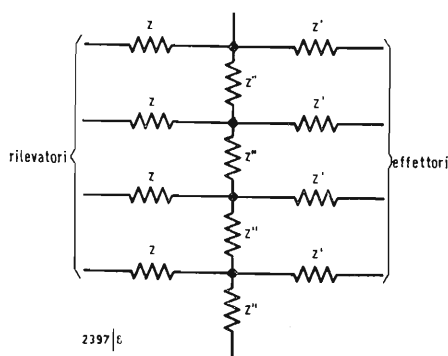
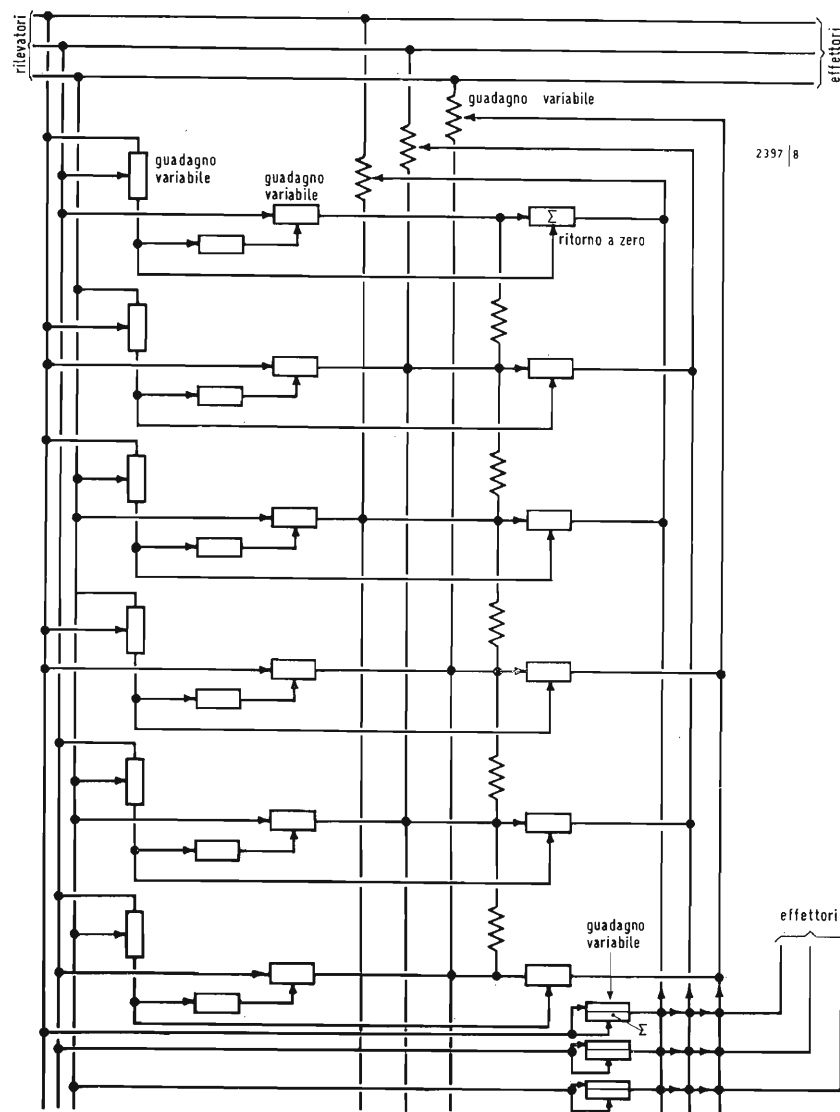



Fig. 44

prendimento a partire dallo schema precedentemente ottenuto per un riflesso condizionato.

Per esempio esaminiamo un caso concreto assai semplice di apprendimento: un animale, posto in un labirinto a « T », deve scegliere fra due direzioni. Il ramo di destra dà, per esempio, accesso al nutrimento, quello di sinistra termina con un dispositivo fornente una scossa elettrica all'animale.

È necessario fare un certo numero di considerazioni sulle condizioni di questa prova.

— L'animale in esperimento in condizioni tali (fame, sete, desiderio sessuale, ...) *che non possa rimanere inattivo*. Non è dunque questione di scelta fra il riposo e l'azione, il riposo essendogli interdetto con la « preparazione all'esperienza » che esso ha subito.

Si può dire che Grey Walter dà una riproduzione soddisfacente di questo stato tenendo conto dello stato di carica degli accumulatori delle sue tartarughe artificiali.

— Le condizioni della esperienza sono tali che l'animale, obbligato alla azione, non ha finalmente la scelta che fra un numero ristretto di azioni. Questo punto è essenziale. Difatti, come nel caso dell'attuazione di un riflesso condizionato, si riporta artificialmente l'animale in esperienza a qualche circuito solamente.

Gli altri circuiti sono volontariamente non utilizzati, ciò che porta a dimenticare provvisoriamente la loro esistenza.

Nel caso dell'esempio precedente, l'animale si riporta a:

— un mezzo di locomozione;

— un ricevitore per lo stimolo assoluto positivo;

— un ricevitore per lo stimolo assoluto negativo.

Si può dunque finalmente giungere a

poter simulare in modo assai semplice un animale capace di risolvere questo problema.

L'ordine di grandezza della complessità dovrà essere quello raggiunto dagli animali elettronici attuali.

Analizziamo il problema. Ci si trova di fronte ad una scelta che può essere simbolizzata nel modo seguente:

destra → nutrimento
sinistra → scossa elettrica

ciò porta a dire che non si ha realmente una scelta perchè nutrimento e scossa elettrica provocano dei riflessi assoluti. Si è dunque riportati alla attuazione dei due riflessi condizionati esattamente come si trattasse di un problema schematizzato così:

suono grave → nutrimento
suono acuto → scossa elettrica

vale a dire dei riflessi condizionati classici.

Quando l'animale si trova posto all'entrata del labirinto, non appena l'apprendimento è terminato, la percezione del ramo di destra rappresenta per lui uno stimolo condizionale che si trova legato — per le prove precedenti ed i loro risultati — ad uno stimolo assoluto positivo. Se questo stimolo assoluto sarà percepito dall'animale, esso si sposterà verso la sua direzione.

Lo spostarsi verso uno stimolo positivo è, in effetti, un riflesso assoluto.

È pure un riflesso assai primitivo perchè lo si riscontra già negli animali unicellulari.

L'animale ha dunque appreso a leggere « destra » e « stimolo assoluto positivo ». Esso risponde allo stimolo condizionale « destra » come risponderebbe allo stimolo assoluto positivo: andando verso questa direzione.

Per il colore di sinistra è la stessa cosa. Si tratta in questo caso di uno stimolo assoluto negativo.

In questo caso il riflesso assoluto corrispondente è: « non andare verso » o « allontanarsi da ».

Si generalizza facilmente un caso di N possibilità.

In questo caso, bisogna realizzare N riflessi condizionati, sia direttamente, sia per inibizione (per esempio, per non esistenza di stimolo per $N - 1$ delle sue possibilità, e stimolo positivo per 1). Ritorniamo all'animale posto di fronte ad un labirinto a T.

La prima volta, egli sceglie la direzione da seguire in funzione di un certo numero di stimoli interiori ed esteriori. È la combinazione di tutti questi stimoli che spinge l'animale in un senso piuttosto che in un altro.

A seguito ed in misura che si formano i riflessi condizionati (di attrazione in un senso e di repulsione nell'altro), gli stimoli dovuti a questi riflessi — deboli dapprincipio e crescenti poco a poco — si combinano agli stimoli esteriori per fare scegliere all'animale una direzione determinata.

Ciò non significa che l'animale prenderà automaticamente questa direzione subito dopo la prima esperienza, ma semplicemente che esso la prenderà sempre più maggiormente o in altri termini che la probabilità perchè prenda questa direzione che è ½ all'inizio per un animale normale, crescerà in modo e misura dello svolgersi dell'apprendimento (per tendere verso « 1 » quando l'apprendimento sarà completamente terminato).

Questa ipotesi, che non è evidentemente priva di punti deboli, rende egualmente pressapoco conto dei fatti in prima approssimazione.

8.7.4. - *Studio di uno schema di assieme*

Lo schema generale che tiene conto dell'insieme dei risultati precedenti è dato, a titolo indicativo, dalla fig. 41.

Si nota come si complica rapidamente in funzione del numero dei rilevatori e degli effettori considerati.

Tuttavia siccome si tratta di elementi simili montati in parallelo, la sua complessità è simile a quella di una macchina calcolatrice. L'insieme può divenire inestricabile sul piano pratico, ma resta egualmente assai semplice sul piano teorico.

8.8. - Conclusioni

La sintesi di certi aspetti « intellettuali » del comportamento determinano importanti conseguenze filosofiche, scientifiche, tecniche.

Si tratta di un campo complesso e delicato.

Diciamo subito che gli schemi che sono stati dati non implicano alcuna ipotesi riguardo a ciò che avviene effettivamente nell'essere vivente.

Questi schemi sono valevoli, in se stessi, per dotare le macchine di processo di apprendimento per mezzo di prove ed errori, ma sono stati studiati prima d'indagare sull'apprendimento negli animali.

Danno comunque delle notevoli analogie di funzionamento.

I risultati ottenuti mettono nuovamente in evidenza un principio previsto da Grey Walter in occasione della realizzazione delle sue tartarughe elettroniche, quello di « parcimonia ».

È interessante constatare la semplicità dei mezzi necessari per simulare un comportamento in apparenza assai complesso. Questa semplicità diviene ancora più manifesta quando si traduce in realizzazione pratica; a questo punto termina lo studio di Henri Vallet presentato al 2° Convegno Internazionale di Cibernetica di Namur. *(continua) A*

F. B.

Camera «anecoica» per microonde*

La camera di misura di questo tipo viene a volte definita anche « elettricamente morta »; per una determinata gamma di frequenza essa presenta le stesse caratteristiche di uno spazio « anecoico » per le onde sonore udibili. Non esistono molte camere di misura per microonde; la camera qui descritta è oltre tutto interessante, perchè gli elementi assorbenti sono stati costruiti in un laboratorio universitario.

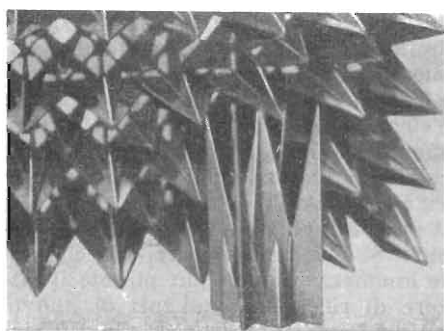



Fig. 1 - Sezione di un elemento assorbente con una piccola griglia estratta.

Nello sviluppo della tecnica radar e delle microonde devono essere create delle disposizioni che riflettano il meno possibile l'onda elettromagnetica incidente, cioè sistemi che nel linguaggio dell'ottica possono essere definiti « corpi neri » (assorbenti) nella gamma delle microonde. Tali elementi assorbenti possono essere utilizzati per la riduzione dei lobi secondari delle antenne, per l'attenuazione di echi-radar indesiderati su navi e aereoporti, per la limitazione della pericolosa radiazione dispersa nella gamma delle microonde, ecc. Con il rivestimento assorbente di tutta la superficie interna di un ambiente, si ottiene uno spazio esente da riflessioni per le onde elettromagnetiche analogo agli ambienti « anecoici » della acustica. In questo ambiente si possono eseguire misure che altrimenti sarebbero possibili soltanto con grande difficoltà.

Indipendentemente dalle condizioni del tempo e dagli influssi del terreno, si misurano il diagramma direttivo, il guadagno e la resistenza di ingresso di una antenna. Inoltre sono possibili in un ambiente definito le misure della sezione dell'onda riflessa di obiettivi radar, e la radiazione dispersa dei generatori a microonde. Infine si possono misurare, in condizioni pressochè ideali, accoppiamenti parassiti fra antenna ricevente e trasmittente che interessano le trasmissioni per ponte radio.

1. - ELEMENTI ASSORBENTI REALIZZATI CON LASTRE DI PRESSPAN GRAFITATO

Gli elementi assorbenti devono essere progettati in modo che un'onda elettromagnetica incidente venga assorbita in modo pressochè completo indipendentemente dalla polarizzazione e dalla direzione d'incidenza. In questo campo esistono un gran numero di costruzioni diverse. Come elementi assorbenti a larga banda, per un intervallo di frequenza maggiore di 1 : 3 vengono tuttavia richiesti fino ad ora soltanto elementi con resistenza d'onda variabile localmente. In questo caso l'onda elettromagnetica viene condotta poco a poco dallo spazio libero in un mezzo notevolmente disperdente. Qui essa viene trasformata il più possibile in modo completo in energia termica, cosicchè le caratteristiche dell'elemento assorbente rimangono indipendenti dalla sua chiusura. Gli elementi assorbenti devono avere un certo spessore d che è proporzionale alla lunghezza d'onda più elevata λ da assorbire. Nel caso di un aumento esponenziale di attenuazione si ottengono, per la chiusura, spessori minimi di elemento assorbente di $d = (1/4...1/3)\lambda$.

Per ottenere un ambiente non riflettente ed utilizzabile universalmente, nel quale si possono rilevare in modo particolare le caratteristiche della zona di Fraunhofer, le dimensioni dell'ambiente devono stare in un certo rapporto con la lunghezza d'onda limite superiore λ_0 degli elementi assorbenti, per raggiungere l'ottimizzazione. In generale i costi di realizzazione di un elemento assorbente crescono con l'aumento dello spessore, mentre in ogni caso lo spessore ottimale non corrisponde necessariamente ai costi più bassi, poichè un esatto mantenimento dell'andamento esponenziale dell'attenuazione pone richieste più elevate al processo di fabbricazione.

All'Istituto di Tecnica delle Alte Frequenze ed Elettronica dell'Informazione del Politecnico di Dresda è stato costituito, sulla base di un elemento assorbente di sviluppo interno, un ambiente antiriflettente di dimensioni 8,60 × 7,70 × 3,00 m; esso può essere utilizzato nella gamma di lunghezze d'onda da 3...30 cm e con certe limitazioni anche al disopra di questo limite. Gli elementi assorbenti con uno spessore di $d = 20$ cm sono costituiti da fogli di presspan grafitato, che sono appuntiti in analogia con le resistenze di chiusura delle guide d'onda ed incrociati per raggiungere l'indipendenza dalla polarizzazione. La riduzione del-

(*) *Funkschau*, 3, febbraio 1967, pag. 69.

l'attenuazione per la chiusura dell'elemento assorbente viene ottenuta una volta per mezzo dell'andamento cuneiforme e un'altra volta mediante tre griglie inserite una dentro l'altra. Le due griglie più piccole sono inclinate di 45° rispetto alla griglia più grande per motivi tecnologici ed elettrici. In fig. 1 è rappresentata la sezione di un elemento assorbente con una piccola griglia estratta. Le strisce di presspan sono state tagliate a macchina, montate per formare un elemento assorbente e immerse in una sospensione di acqua e grafite per ottenere il necessario spessore di grafite. Infine l'elemento assorbente viene coperto con una lacca protettiva. Al posto del presspan può anche essere utilizzato il polistirolo espanso. Questo presenta il vantaggio che gli elementi assorbenti hanno una superficie lucida, una maggiore leggerezza e resistenza. Tuttavia dato che negli elementi assorbenti in presspan l'illuminazione, l'aereazione ed il riscaldamento dello spazio antiriflettente potevano venire effettuati dall'esterno attraverso l'elemento assorbente ed erano necessari relativamente pochi pezzi, si è rinunciato all'uso degli elementi assorbenti in polistirolo espanso.

Per provvedere ad un adeguato schermo contro i disturbi elettromagnetici, l'intero spazio è circondato da una rete in rame a maglie strette. Gli elementi assorbenti sono fissati su una griglia di legno montata sulla rete stessa. Gli elementi assorbenti che sono appoggiati sul pavimento in cemento possono essere leggermente allontanati per poter accedere all'ambiente di misura.

2. - RISULTATI DELLE MISURE

Per la misura dell'efficacia di un ambiente antiriflettente, sono noti diversi metodi. Per frequenze alte è possibile costruire antenne a fasci stretti e dividere l'onda incidente da quella riflessa. Si può definire il fattore di riflessione mediante un confronto dell'elemento assorbente con una superficie riflettente piatta metallica della stessa grandezza. Con questo metodo si può ottenere in tutto l'ambiente un fattore di riflessione più piccolo del 10% in una gamma di lunghezze d'onda da 3...15 cm fino ad angoli di incidenza di 60°.

Per frequenze basse, dove antenne a fasci stretti raggiungono dimensioni troppo elevate, l'intensità di campo viene misurata direttamente a 90° dinnanzi agli elementi assorbenti. Le onde incidenti e riflesse dall'elemento assorbente si sovrappongono e si formano così delle interferenze che provocano dinnanzi all'elemento assorbente stesso una distribuzione di campo simile a quella che si ottiene in un circuito di misura non completamente adattato. In fig. 2 sono rappresentate delle distribuzioni di campo di un'onda irradiata da uno specchio parabolico misurate per mezzo di un dipolo con incidenza 90°. Dalle variazioni di questo diagramma si può determinare, in una linea di misura, il fattore di riflessione. In fig. 3 è riportato il valore medio del fattore di riflessione per incidenza 90° in funzione della lunghezza d'onda. Aumentando la lunghezza d'onda diminuisce il fattore di riflessione, dato che l'elemento assorbente diviene elettricamente sempre più « sottile » cosicchè aumenta l'influsso dell'intero schermo riflettente in filo di rame. Al disotto di $\lambda = 3$ cm non sono state condotte misure. Si deve tuttavia supporre che con le lunghezze d'onda più piccole il fattore di riflessione aumenti di nuovo, poichè l'ampiezza della griglia più piccola è compresa nell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda.

Il fattore di riflessione in generale descrive soltanto la caratteristica di una superficie limitata dell'ambiente antiriflettente. Calcolando il valore medio di molte superfici si può avere un'idea delle caratteristiche dell'intero ambiente. In tal modo non vengono però determinati i fattori importanti come la riflessione su spigoli ed angoli. Per avere un'idea della adattabilità dell'intero ambiente per le misure di antenne è opportuno misurare i diagrammi di irradiazione. Si può per esempio misurarare nell'ambiente il diagramma di irradiazione di una qualunque antenna con diversi orientamenti dell'antenna trasmittente e ricevente. In un ambiente ideale, privo di riflessione, si dovrebbero avere, per uguali distanze fra an-

Fig. 2 - Distribuzione di campo normalizzata da una parete assorbente.

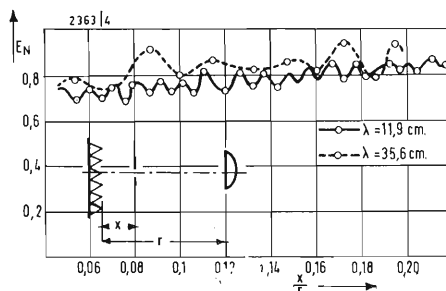



Fig. 3 - Con l'aumentare della lunghezza d'onda diminuisce il fattore di riflessione in caso di incidenza = 90°.

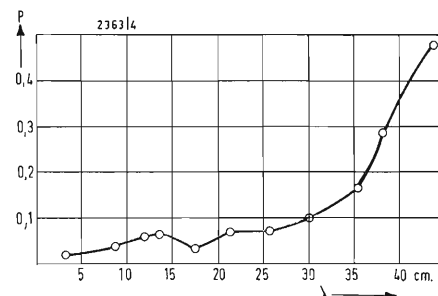
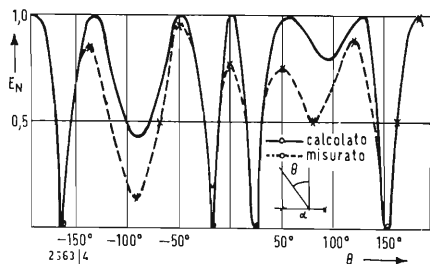



Fig. 4 - Diagramma di radiazione di due dipoli verticali (interferometro) per $\lambda = 29{,}8$ cm.

tenna trasmittente e ricevente, sempre gli stessi diagrammi. Un altro metodo di basso costo consiste nel confrontare la misura ottenuta con le caratteristiche di irradiazione note in via teorica. Tali caratteristiche devono essere calcolabili possibilmente con precisione, presentare dei punti di zero acuti ed essere presenti in un'ampia gamma di frequenza. Nei punti di zero possono essere misurate direttamente le riflessioni.

Un'antenna costituita da due dipoli verticali (interferometro) con una distanza a $> \lambda/2$ soddisfa approssimativamente a queste esigenze. Come è noto i dipoli hanno, nel piano orizzontale, un comportamento a irradiazione circolare. Sovrapponendo le onde che escono da ambedue i dipoli si hanno dei massimi e dei minimi che sono situati su curve di tipo iperbolico. In fig. 4 è rappresentato un diagramma di irradiazione calcolato e uno misurato da un interferometro di questo tipo. Da antenna ricevente è servito un dipolo verticale spostabile che è stato collocato a breve distanza dinnanzi alla parete posta di fronte all'interferometro. Mediante questa sistemazione è stata valutata allo stesso modo la radiazione diretta dell'interferometro e la radiazione perturbatrice delle parti dell'elemento assorbente.

I punti di zero del diagramma misurato di fig. 4 sono pronunciati. Le massime differenze fra i diagrammi calcolati e misurati si hanno nei valori massimi e nei più alti valori minimi (i dipoli non sono stati alimentati con uguale fase). Tuttavia dato che queste differenze non dipendono notevolmente dall'orientamento dell'antenna nello spazio, esse traggono presumibilmente la loro origine dalle imperfezioni degli interferometri (guasti causati dal cavo di alimentazione, dal treppiede, ecc.).

Per una misura pratica si può tenere conto ancora di piccoli guasti causati dall'ambiente, dato che come antenna ricevente viene opportunamente impiegata un'antenna direttiva che valuta la radiazione riflessa in modo più debole della radiazione diretta. In tal modo lo spazio privo di riflessione è utilizzabile anche per lunghezze d'onda superiori. Così per esempio con $\lambda = 44$ cm è stata riscontrata una soddisfacente corrispondenza fra i diagrammi calcolati e quelli misurati. Esami di massima in altre gamme d'onda possono essere spesso effettuati come misure campione e possono perciò avvenire anche nello spazio privo di riflessione. *A*

Un'altra stazione terminale si è aggiunta alla rete globale di telecomunicazioni via satellite.

La Hughes Aircraft Company ha consegnato la 14ª ed ultima delle proprie stazioni terminali a terra aviotra-sportabili Mark 1B, le più grandi del mondo, per la prima ed unica rete globale militare di telecomunicazioni via satellite.

Tredici di queste stazioni vengono usate attualmente per radiocomunicazioni telefoniche e telegrafiche nell'area sud-est dell'Asia e dell'Oceano Pacifico, negli Stati Uniti, in Europa ed in Africa. Le stazioni europee si trovano a Landstuhl in Germania.

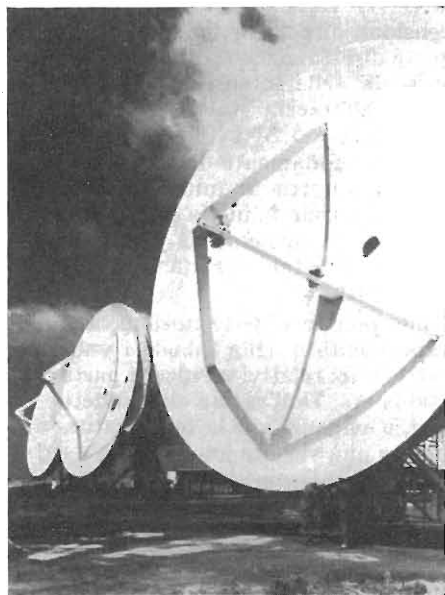
La 14ª stazione diverrà operativa tra breve in una località non ancora resa nota.

Il Dr. Nicholas A. Begovich, uno dei Vice Presidenti della Hughes, ha dichiarato a Fullerton (California), che le stazioni terminali operano ventiquattr'ore su ventiquattro nelle rispettive località intorno al globo. Esse vengono adibite altresì alla ricezione e trasmissione di telefoto (facsimile).

« Sono previste altre stazioni terminali a terra per telecomunicazioni spaziali militari », ha aggiunto il Dr. Begovich, « ma le installazioni future saranno probabilmente progettate diversamente dalle attuali, in modo da consentire il traffico su un numero maggiore di canali. Le stazioni terminali spaziali degli anni settanta, dotate di antenne più grandi di quelle paraboliche del diametro di 12 metri caratteristiche delle stazioni Mark 1B, sono previste come installazioni fisse, non trasportabili.

« Alla luce delle cognizioni tecnologiche attuali si sono praticamente raggiunti i limiti della trasportabilità con i paraboloidi da 12 metri. Antenne più grandi significano più canali sui quali trasmettere e ricevere. Mano a mano che i satelliti per telecomunicazioni per le Forze Armate diventano più potenti, aumenta parallelamente la necessità di poter disporre di stazioni a terra con un maggior numero potenziale di canali ».

Ciascuna stazione Mark 1B si compone di un'antenna montata su un piedestallo e racchiusa in una cupola protettiva, di apparecchiature ricetrasmittenti ed ausiliarie alloggiate in tre furgoni mobili da 12 metri, e di tre gruppi elettrogeni a motore Diesel che forniscono l'energia necessaria.

Diciassette satelliti operazionali pressoché sincroni sono stati lanciati con successo da Capo Kennedy da parte dell'Aeronautica Statunitense per conto del Dipartimento della Difesa. Questi satelliti, unitamente alle stazioni terminali Mark 1B e ad altre fisse e mobili a bordo di navi, formano quello che viene chiamato l'Initial Defence Satellite Communications System (Sistema Iniziale di Telecomunicazioni via Satellite per la Difesa), e vengono usati esclusivamente per telecomunicazioni militari. *(h.a.)*

Luigi Cesone

Gli stabistors, nei circuiti generatori di tensioni di riferimento*

Lo stabistor, uno speciale semiconduttore realizzato dalla « Transitron », è un diodo particolare la cui caratteristica diretta viene definita entro limiti assai ristretti. Applicando al diodo in questione una polarizzazione diretta, lo si può utilizzare per risolvere problemi di stabilizzazione della tensione in quei casi particolari in cui le tensioni di lavoro sono troppo deboli per consentire un utile impiego dei classici diodi Zener.
Quantunque lo stabistor non sia, in realtà, una novità sul mercato dei semiconduttori, riteniamo utile ricordarne le caratteristiche onde illustrare compiutamente una serie di schemi di applicazione il cui interesse è indubbiamente sicuro.

1. - CHE COSA È LO STABISTOR?

È ormai divenuto corrente l'impiego di diodi o parimenti delle giunzioni emettitore-base dei transistori, come elementi per la stabilizzazione della tensione. Infatti, una caduta di tensione approssimativamente nota e variabile, inizialmente, secondo la natura del semiconduttore, apparirà ai capi di una giunzione polarizzata direttamente.

Sfortunatamente questa tensione è approssimativa e la sua legge di variazione in funzione della temperatura non è, in realtà, prefissata con sufficiente precisione.

È apparso quindi interessante porre a disposizione sul mercato, dei diodi di tipo speciale, le cui caratteristiche dirette fossero strettamente prefissate entro limiti di tolleranza assai ristretti ed il cui coefficiente termico fosse indicato con precisione.

Ciò appunto è quanto è stato fatto dalla « Transitron », che è pervenuta alla realizzazione di diodi particolari che hanno ricevuto il nome di « stabistor ». Questo particolare elemento semiconduttore è dunque, fondamentalmente, un diodo al germanio o al silicio le cui caratteristiche nel senso diretto della conduzione sono prefissate con notevole precisione, mentre altrettanto avviene anche per le caratteristiche in senso inverso di conduzione, sebbene l'importanza di quest'ultime rivesta un aspetto assai meno determinante nelle applicazioni circuitali.

Il grado di affidabilità di questi componenti è notevole, al punto che alcuni tipi di essi sono stati impiegati nelle apparecchiature elettroniche dei missili (programma « Minuteman » americano), infatti il tasso di cedimento degli elementi della serie « alta affidabilità » ha potuto essere elevato a $46 \cdot 10^{-6}/1000$ h!

A questo punto conviene passare in rassegna le caratteristiche generali degli stabistors.

Tali caratteristiche possono, in realtà, essere riassunte mediante le quattro famiglie di curve rappresentate in fig. 1.

La prima famiglia di curve (*a*) rappresenta la variazione della caduta della tensione diretta in funzione della corrente diretta; nella seconda famiglia (*b*), la scala delle intensità di correnti dirette abbraccia valori compresi fra 0,001 mA e 1 A; la terza famiglia (*c*) illustra l'andamento della resistenza dinamica diretta in funzione della corrente; l'ultima famiglia di curve, infine, (*d*) pone in evidenza la deriva che influenza lo stabistor quando varia la temperatura.

Onde precisare dette nozioni, abbiamo rappresentato nella tabella i valori caratteristici relativi ad alcuni particolari stabistors. Dall'esame di suddetti valori, è evidente che la temperatura ambiente può variare fino a 150 °C, secondo il tipo considerato; precisiamo inoltre, prima di passare alla descrizione di alcune applicazioni pratiche che la serie EVR comprende diodi incapsulati in contenitori di plastica.

(*) *Electronique Industrielle*, marzo - aprile 1967, pag. 265.

2. - APPLICAZIONI

Le applicazioni degli stabistors sono numerosissime; ci limiteremo quindi ad indicare un certo numero di configurazioni circuitali ove l'impiego dei suddetti introduce vantaggi veramente notevoli.

2.1. - Amplificatore a corrente continua

In fig. 2*a* è riprodotto lo schema di un amplificatore in corrente continua. In questo caso particolare lo Stabistor assolve alla funzione di elemento di accoppiamento e come tale consente l'accoppiamento fra il collettore di un transistor e la base del transistor successivo.

Il funzionamento del circuito è il seguente: il transistor T_1, per esempio, presenta una resistenza di collettore pari a R_1; esso è collegato alla base di T_2 mediante lo stabistor S_1, il quale, essendo percorso da una corrente conseguentemente alla presenza della resistenza R_2 che è collegata al (—) dell'alimentatore, mantiene ai suoi capi una differenza di potenziale costante che consente di ridurre di un valore fisso il potenziale di collettore di T_1, prima dell'applicazione a T_2.

L'accoppiamento è quindi realizzato in corrente continua, e, inoltre, avviene a bassa impedenza. D'altra parte, introducendo nel circuito una rete di controreazione è possibile utilizzare altrettanto bene questo circuito per l'amplificazione di tensioni alternate; in tal caso appare particolarmente apprezzabile il ridotto numero di componenti in gioco.

Fra i vantaggi conseguenti alla realizzazione di un accoppiamento mediante stabistor nei confronti di un accoppiamento classico per resistenza e capacità; dobbiamo elencare: il ridotto numero di componenti necessari, donde una notevole economia; la risposta in frequenza che si estende fino alla corrente continua; l'eliminazione di rotazioni di fase, donde la possibilità di applicare al circuito una energica contro-reazione; infine, la possibilità di far funzionare il transistor con un basso valore della tensione emettitore-collettore, non superiore a 1,2 V.

2.2. - Circuiti logici a stabistor

È possibile realizzare dei circuiti logici del tipo SCTL (stabistor coupled transistor logic) mediante l'impiego di stabistors (fig. 2*b*). Il circuito fondamentale relativo a tale applicazione deriva dallo schema precedente, con l'unica differenza che i transistor funzionano in questo caso in regime di commutazione.

Quando uno dei transistor è in condizioni di interdizione, per esempio, T_2, la sua base è polarizzata negativamente nei confronti dell'emettitore. L'interdizione è quindi efficacemente garantita anche sotto le più sfavorevoli condizioni di temperatura.

Come avviene per i circuiti logici del tipo DCTL (direct coupled transistor logic) il circuito SCTL riduce la tensione applicata al collettore (di T_1, per esempio), ad un valore prossimo al volt.

In questo modo si ottiene il considerevole vantaggio di rendere trascurabili gli effetti delle capacità parassite; fra l'altro questo è un vantaggio di questo tipo di circuito logico nei confronti del circuito RCTL (resistence coupled transistor logic).

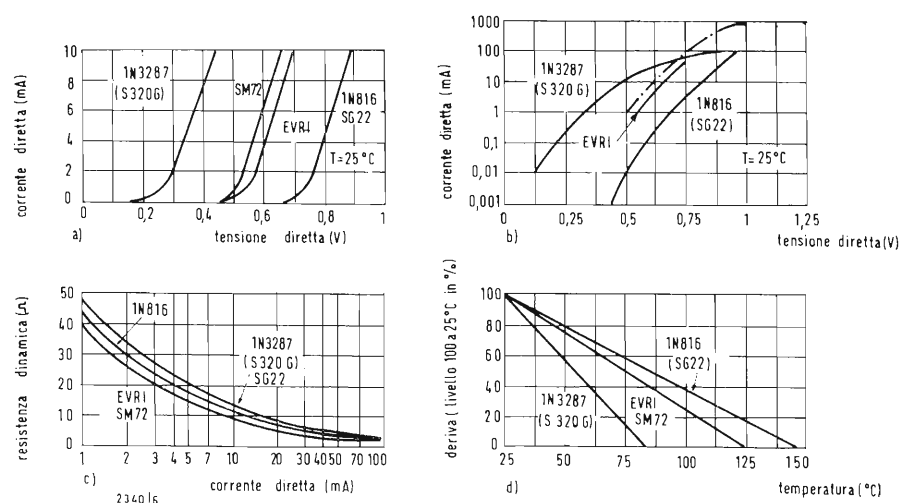



Fig. 1 - Curve caratteristiche dello stabistor: caduta di tensione diretta in funzione della corrente (*a* e *b*), resistenza dinamica diretta (*c*) e deriva termica (*d*).

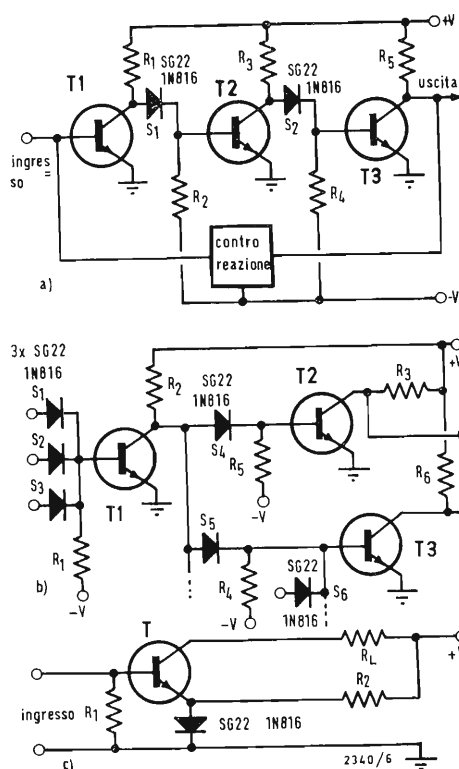



Fig. 2 - Alcuni circuiti tipici con stabistors: amplificatore a corrente continua (*a*); circuito logico SCTL (*b*); circuito per la riduzione della corrente di fuga di un transistor (*c*).

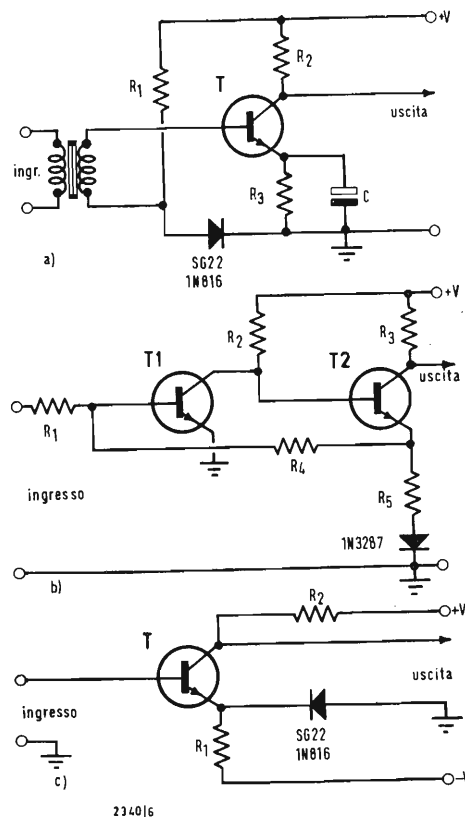



Fig. 3 - Esempi di stabilizzazione in temperatura di transistor mediante l'impiego di uno stabistor nel circuito di base (*a*), per garantire un guadagno in corrente costante (*b*), oppure mediante l'impiego di uno stabistor nel circuito di emettitore (*c*).

2.3. - Riduzione della corrente di fuga di un transistor

Il circuito che consente di ridurre la corrente di fuga di un transistor è particolarmente semplice, dato che richiede unicamente l'impiego di uno stabistor e di una resistenza addizionale R_2 (figura 2*c*).

È noto che la resistenza di carico *RL* di un transistor in condizioni di interdizione, è percorsa dalla corrente di fuga I_{CEO}, pari a $I_{CEO} = (B + I)\ B_{CBO}$.

La riduzione di tale corrente di fuga è possibile inviando sulla base una controcorrente pari a I_{CBO} (vale a dire di segno opposto).

Questo risultato si ottiene polarizzando in senso inverso l'emettitore rispetto alla base, come appunto avviene nel circuito proposto. La riduzione della corrente di fuga è facilmente ottenibile fino a 15 volte ed il circuito funziona sempre in corrente continua.

2.4. - Stabilizzazione termica di transistori

Si propongono in questo caso tre circuiti fondamentali. Nel primo di essi (fig. 3*a*), lo stabistor assume tre funzioni distinte: anzitutto, provvede alla polarizzazione della base del transistor; successivamente fornisce un percorso di ritorno a bassa impedenza per la corrente alternata proveniente dal trasformatore (tale impedenza è da 10 a 15 volte inferiore al valore di una resistenza equivalente che sarebbe utilizzata altrimenti per polarizzare i transistor in corrente continua); infine, si oppone a qualsiasi variazione della tensione V_{be} del transistor risultante da variazioni della temperatura.

Non insisteremo su questo principio di stabilizzazione essendo esso ampiamente impiegato e passeremo quindi a descrivere un secondo circuito (fig. 3*c*). L'emettitore del transistor *T* è polarizzato negativamente, a circa — 0,6 V mediante uno Stabistor al silicio (oppure a circa — 0,3 V se quest'ultimo è al germanio). La base di *T* si trova alla medesima tensione di massa. Poichè il coefficiente di temperatura dello stabistor è di — 2 mV/°C e del medesimo ordine di grandezza di quello relativo

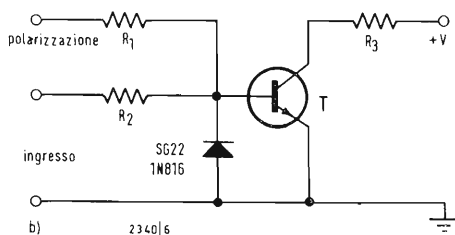
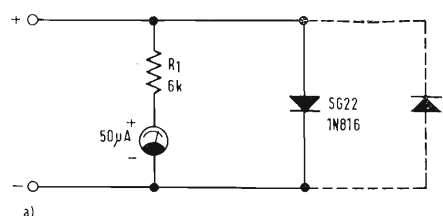



Fig. 4 - Esempi di circuiti di protezione di uno strumento di misura (*a*), oppure di un transistor (*b*).

alla tensione V_{be} del transistor, detta tensione V_{be} resterà costante, per qualsiasi valore della temperatura.

2.5. - Protezione di un apparecchio di misura

Il problema consiste nel proteggere la bobina mobile di uno strumento di misura contro qualsiasi sovraccarico accidentale, senza modificarne in alcun modo la precisione di lettura.
Nel caso si utilizzi un galvanometro da 50 μA a deviazione totale, con una resistenza serie di 6 kΩ, basterà allora collegare uno stabistor, tipo SG22 oppure 1N816 in parallelo come indicato in fig. 4*a*. In tal caso l'errore di lettura sarà inferiore all'1 % a piena deviazione e si manterrà trascurabile per i valori di corrente più bassi.
Nel caso di un sovraccarico pari a 1000 volte, vale a dire una corrente di 50 mA invece di 50 μA, la corrente che attraverserà realmente il galvanometro sarà inveriore a 150 μA, e cioè si manifesterà un sovraccarico reale solamente di 3 volte la portata nominale.
Il medesimo principio può essere adottato per prevenire qualsiasi sovraccarico all'ingresso di un qualsiasi componente: auricolari, altoparlanti, stadi di ingresso... In tali ordini di idee, il transistor di fig. 4*b* è protetto contro qualsiasi impulso negativo che, accidentalmente applicato tra base ed emettitore, rischierebbe di distruggerne la giunzione.

2.6. - Circuiti limitatori e di soglia

È chiaro che 2 stabistors montati in controfase come rappresentato in fig. 5*a*, agiranno come limitatori di segnale. Le tensioni d'ingresso risulteranno compresse, e ciò avverrà in un modo da far pensare ad una compressione logaritmica.
In particolare, nel nostro schema la tensione di uscita varierà di circa 0,1 V per 20 dB di scarto all'ingresso; al di sopra di 0,3 V all'ingresso, la perdita in uscita sarà inferiore a 3 dB. Questo circuito può quindi servire come elemento di protezione contro i sovraccarichi accidentali per diversi componenti, e con ciò risulta completato lo studio di cui al capitolo precedente.
Un comportamento inverso a quello precedentemente descritto si ottiene collegando gli stessi Stabistors in serie, come è visibile in fig. 5*b*. Al di sopra di 0,5 V all'ingresso, il segnale di uscita subisce appena una attenuazione inferiore a 6 dB, mentre un segnale d'ingresso inferiore a 0,3 V risulterà attenuato di quasi 40 dB.
Il circuito descritto serve assai bene come limitatore dei disturbi e può essere per esempio impiegato per la commutazione automatica trasmissione-ascolto negli interfonici.

2.7. - Alimentatori a bassa tensione

È evidente che lo stabistor si presta particolarmente alla realizzazione di alimentatori stabilizzati a bassa tensione.
Il loro principio di funzionamento è talmente semplice (fig. 5*c*) da non richiedere alcun commento.
Con un circuito leggermente differente è anche possibile, con l'impiego di 3 stabistors, ottenere una sorgente di tensione a — 3 V rispetto alla massa, partendo da una tensione di alimentazione di 14 V (fig. 5*d*). La resistenza interna

TABELLA 1 - Caratteristiche nominali o tipiche a 25°C

	Tensione diretta (V) per corrente diretta di:				Resistenza dinamica, (Ω) per corrente di:		Coefficiente di temperatura in mV/°C, a 1 mA	Temperatura ambiente massima in °C	Tensione inversa massima (V)	Corrente diretta (A) massima a 25 °C	Corrente diretta (A) di cresta
	1 mA	50 mA	100 mA	500 mA	1 mA	100 mA					
EVR I	0,6 ±10%	0,73±12%		1 (max)	40	2	— 2	125	5	0,5	1,5
EVR IA . . .	0,6 ± 8%	0,73± 8%		0,95 (max)	25	1,5	— 2	125	5	0,5	1,5
EVR IB . . .	0,6 ± 4%	0,73± 5%		0,86 (max)	20	1	— 2	125	5	0,5	1,5
SM 72	0,57±10%		0,9 ±15%		40±20%	1,2±20%	— 2	125	6	2	4
IN 3287 . . .	0,26±15%		0,85±15%		50±20%	2,5±30%	— 2	90	6	0,05	0,2
IN 816	0,64±10%		0,9 ±10%		43±10%	1,1±30%	— 2	150	6	0,15	0,5
SG 22	0,64±10%		0,9 ±10%		50±10%	1,1±30%	— 2	150	6	0,15	0,5

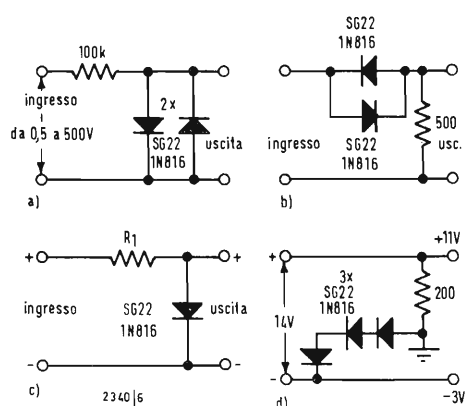



Fig. 5 - Tipici esempi di impiego di stabistor. In *a*) circuito limitatore; in *b*) circuito di soglia; in *c*) circuito per la stabilizzazione di un alimentatore a bassa tensione ed infine in *d*) realizzazione di una sorgente negativa di tensione.

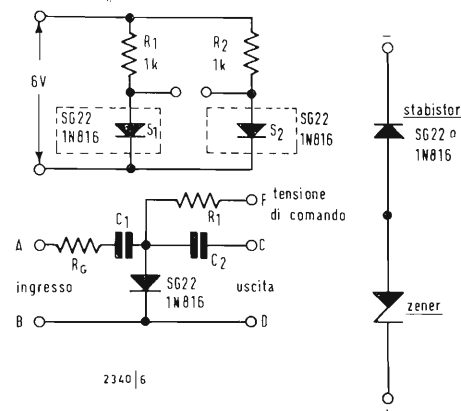



Fig. 6 - Circuito di principio di una sonda termometrica capace di azionare direttamente uno strumento di misura (*a*) e realizzazione circuitale di un attenuatore regolabile a distanza (*b*). In *c*) esempio di compensazione in temperatura di un diodo Zener.

di questa sorgente sarà approssimativamente di 5 Ω. Naturalmente sarà sempre disponibile la tensione differenza pari a + 11 V.

2.8. - Sonde termoelettriche

Una sonda termoelettrica può essere realizzata ricorrendo a 2 stabistors, S_1 e S_2, montati secondo il circuito della fig. 6*a*; in tal caso S_1 costituisce il captatore propriamente detto, mentre S_2 serve come elemento di riferimento o contribuisce alla compensazione.

Questo circuito non si differisce per nulla dai circuiti a termocoppia, sebbene sia in grado di fornire una tensione ben più elevata e confrontabile con quella generata da termoresistenze.

La tensione di uscita è, inoltre, lineare; essa è poi pressochè indipendente dalla tensione di alimentazione, in un limite di + o — 20% di variazione di quest'ultima, e si rivela spesso sufficiente per comandare direttamente un indicatore galvanometrico o un registratore.

2.9. - Attenuatore variabile

La realizzazione di un attenuatore variabile costituisce un'ulteriore applicazione degli stabistors (fig. 6*b*). Se percorso da una corrente di intensità variabile fra 10 μA a 10 mA, lo stabistor SG22 (oppure 1N816) offre una impedenza dinamica indicata dalle curve di fig. 1*c*.

Tale impedenza varia con la tensione applicata all'ingresso *F*, « tensione di comando »; conseguentemente, un segnale alternativo applicato tra *A* e *B* potrà trovarsi diversamente attenuato fra i morsetti di uscita *C* e *D*.

Per ridurre le distorsioni, la tensione alternativa dovrà essere inferiore alla decima parte della tensione di polarizzazione. Le possibili applicazioni di questo tipo di circuito riguardano praticamente tutti i dispositivi di telecomando ed i comandi logici (ET ed OU).

2.10. - Compensazione di un diodo Zener

Il coefficiente di temperatura di un diodo Zener varia fra circa + 0,05 %/°C per un elemento da 6 V, e + 1 %/°C per un elemento da 20 V o più. Montando in serie con un diodo Zener, il numero richiesto di Stabistor, si riduce detta dispersione ed il coefficiente di temperatura risultante può essere uniformemente ricondotto ad un valore estremamente piccolo, ed inferiore a + o — 1 mV/°C (fig. 6*c*).

Se si tiene conto inoltre della caratteristica negativa tensione-temperatura dello Stabistor (che corrisponde a — 2 mV/°C circa), è chiaro come sia possibile compensare la deriva termica dei diodi Zener.

Come abbiamo potuto mostrare, le applicazioni degli stabistors sono effettivamente numerose ed interessanti. È chiaro che i limitati esempi che abbiamo qui presentati non pretendono di fornirne un quadro esauriente ma vorrebbero contribuire a dare nuove idee applicative ai lettori.

A

dott. ing. A. Turrini

Descrizione e costruzione di un fasometro di laboratorio*

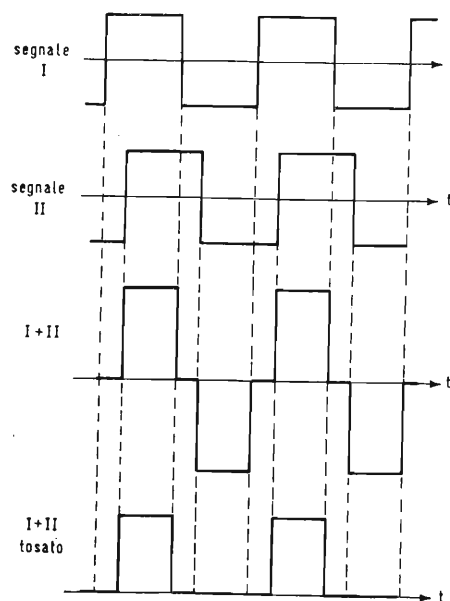



Fig. 1 - Principio del metodo di misura: i due segnali di entrata, resi rettangolari, vengono sommati, poi tosati. Il risultato è un'onda, la cui forma è funzione della fase.

Una delle misure più delicate da eseguire è quella dello sfasamento. Infatti, non esistono mezzi ad un tempo semplici, efficaci e che consentano una buona precisione.

L'apparecchio descritto nel quadro di questo studio, risolve tutti questi problemi ed essendo di facile costruzione, è alla portata di qualunque tecnico esperto.

1. - GENERALITÀ

Scopo prefisso dallo studio del fasometro qui appresso descritto è la facile misura dello sfasamento fra due tensioni. È perciò necessario che l'apparecchio disponga di due canali identici, uno per ciascun segnale.

2. - APPLICAZIONI

Le applicazioni di questo apparecchio sono numerose tanto dal punto di vista elettronico, quanto da quello elettrotecnico. Nell'ambito dell'elettronica, esso permette di studiare lo sfasamento in funzione della frequenza, per i filtri, i servomeccanismi e gli amplificatori.

Da precedenti pubblicazioni è apparsa l'importanza che vi era di poter determinare la stabilità di un amplificatore usato tanto nel campo dell'acustica, quanto in quello dei servomeccanismi. Con il fasometro, un tecnico che ha pensato di costruire un amplificatore, potrà determinare con precisione l'attitudine alla stabilità del suo prototipo e apportarvi eventualmente opportune modifiche.

Nel campo dell'elettrotecnica, l'apparecchio consentirà di fare misure di fase sugli alternatori, sui trasformatori e sulle reti. Riteniamo inutile proseguire oltre l'enumerazione delle applicazioni del fasometro; in realtà, ognuno può adattarlo ai propri problemi.

3. - PRESTAZIONI

Prima di iniziare lo studio di un progetto qualsiasi, è necessario determinare chiaramente le caratteristiche e i requisiti desiderati. Essi si possono così riassumere: 1) realizzazione completamente a transistori dell'apparecchio; 2) risposta in frequenze più larga possibile, da 20 Hz a 200 kHz; 3) tensione di entrata che possa variare da 50 mV_{eff} a 625 V_{eff}; 4) facilità di uso; nessuna manipolazione, o poche manipolazioni preparatorie, nessuna taratura; 5) sicurezza di impiego, bisogna che una falsa manovra non abbia alcuna ripercussione sul circuito elettronico; 6) alta impedenza di entrata, 2 MΩ su tutte le portate; 7) buona costanza rispetto alla temperatura; 8) possibilità di determinare lo sfasamento assoluto.

4. - PRINCIPIO

Citeremo solo a scopo di memoria i seguenti procedimenti usati per la determinazione della fase di segnali elettrici: *a*) figure di Lissajous con l'oscillografo; metodo assai laborioso e poco preciso;

b) oscillografo a doppia traccia; metodo molto chiaro, ma poco preciso;

c) fasometro a voltmetro; necessità di numerose manipolazioni di preparazione, perchè bisogna che l'ampiezza dei due segnali da confrontare sia identica. Inoltre, non si può determinare che uno sfasamento relativo.

Il metodo che impiegheremo è quello del fasometro a limitatore di ampiezza. Si può eliminare la doppia taratura, trasformando i segnali di entrata in onde rettangolari di ampiezza costante; si effettua poi la somma o la differenza dei segnali rettangolari e, dopo tosatura, il risultato è funzione della fase come indica la fig. 1. Si ottengono infatti segnali rettangolari, l'area dei quali è proporzionale allo sfasamento. Un galvanometro a bobina mobile indica direttamente lo sfasamento. Sfortunatamente, quando si fa la somma o la differenza di due segnali, questi si deformano rapidamente e possono condurre a letture completamente false.

Il problema consiste dunque nel trovare un mezzo efficace per ottenere segnali di ampiezza costante e la larghezza dei quali sia funzione dello sfasamento. La soluzione escogitata è descritta in fig. 2.

Siano due segnali alternativi, dei quali si deve misurare l'angolo di fase (fig. 2a, 2b); dopo il passaggio in un ampli-

(*) *Toute l'Electronique* luglio - agosto 1967, pag. 317.

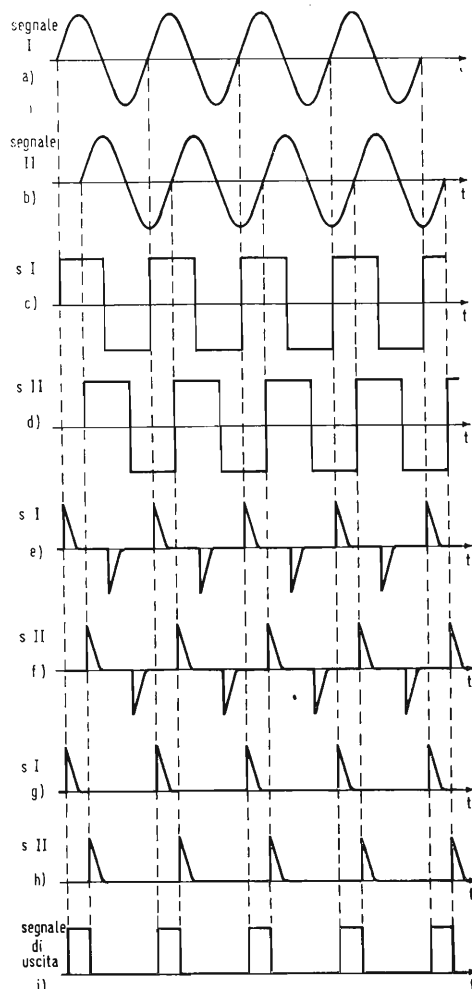



Fig. 2 - Soluzione adottata: i segnali di entrata vengono dapprima trasformati in segnali rettangolari per mezzo di un trigger di Schmitt, poi in impulsi di una sola polarità per mezzo di un circuito differenziatore-tosatcre. Un multivibratore bistabile fornisce il segnale utile, la cui larghezza è proporzionale all'angolo di fase tra i due segnali d'entrata.

ficatore, ciascun segnale è riportato ad un valore costante, qualunque sia il suo valore all'ingresso.

I segnali che escono dall'amplificatore vengono trasformati in onde rigorosamente rettangolari, per mezzo di un circuito di Schmitt (fig. 2c, 2d). Per differenziazione e tosatura, si ottengono impulsi di una sola polarità positiva (fig. 2e, 2f, 2g, 2h).

Se si confrontano gli impulsi provenienti dai due segnali di partenza, si constata che essi sono separati da un intervallo proporzionale allo sfasamento. Per mezzo di questi impulsi, si sblocca un multivibratore bistabile (bascula, flip-flop), che fornisce segnali rettangolari di ampiezza costante, ma di larghezza variabile con la fase (fig. 2i). Imponendo lo stato della bascula bistabile a riposo, sarà sempre il segnale proveniente dallo stesso canale a sbloccarlo per primo. Questo segnale viene preso come riferimento.

Ora esamineremo lo schema a blocchi generale. Esso è rappresentato in fig. 3. L'apparecchio è composto da due catene identiche, salvo il multivibratore bistabile. Scomponiamo queste catene in diversi stadi:

1) uno stadio ad alta impedenza di entrata, con attenuatore per le varie portate di tensione;

2) uno stadio amplificatore a tensione di uscita costante e indipendente dall'ampiezza e dalla frequenza del segnale di entrata;

3) un eccitatore di Schmitt per la trasformazione del segnale alternativo in segnale rettangolare;

4) uno stadio differenziatore-tosatore, che fornisce impulsi di una sola polarità;

5) un multivibratore bistabile, che fornisce il segnale di uscita;

6) uno stadio di misura provvisto di un galvanometro e di un commutatore per le varie gamme di lettura degli angoli.

5. - DESCRIZIONE DEI CIRCUITI

Stadio ad alta impedenza di entrata. Si compone, come indica la fig. 4, di un attenuatore di entrata fisso, di uno stadio adattatore d'impedenze, di un attenuatore variabile per le varie portate di tensione.

Questo modo di procedere presenta un vantaggio evidente dal punto di vista sicurezza d'impiego. Infatti, se si applica all'entrata una tensione eccessivamente forte, solo una piccola frazione sarà trasmessa allo stadio adattatore. Inoltre, l'impedenza di entrata è costante per tutte le gamme.

L'attenuatore d'ingresso è un semplice divisore di tensione resistivo, che si rivela più che sufficiente. Introduce l'attenuazione di 500 e presenta all'entrata l'impedenza di 2 MΩ. Dato che non interessa tanto la misura esatta della tensione, quanto la sua limitazione, le resistenze del divisore non devono essere di grande precisione.

Lo stadio adattatore d'impedenza deve avere una grande impedenza d'ingresso ed una bassa capacità d'ingresso, per non influire sulla resistenza di piede dell'attenuatore. Abbiamo scelto uno schema assai elaborato, equipaggiato con transistori complementari. Esso presenta notevoli vantaggi sul semplice circuito comune, poichè possiede veramente un'impedenza di entrata nettamente più alta, un'impedenza di uscita più bassa e, ciò che conta, un guadagno superiore all'unità. Questo circuito possiede varie particolarità, come si può rilevare dallo schema di fig. 4:

— un accoppiamento diretto fra collettore di T_1 e base di T_2;

— una reazione negativa comportante grande impedenza di entrata. Un semplice calcolo dimostra che il guadagno dello stadio è uguale, con grande approssimazione, a $G = 1/k$, con $k = R_7/(R_6 + R_7)$; nel nostro caso $G = 4$;

— una reazione positiva introdotta da R_5. Si noti che i segnali corrispondenti, che sono in fase con la tensione di entrata, compensano l'energia assorbita dalla resistenza di entrata del circuito (costituita dalla messa in parallelo della resistenza di entrata del transistore T_1 e delle resistenze del punto di polarizzazione R_3 ed R_4);

— una reazione positiva introdotta da C_3, i segnali corrispondenti compensano l'energia perduta nelle capacità parassite del circuito. Questa reazione non può essere troppo forte, pena di fare

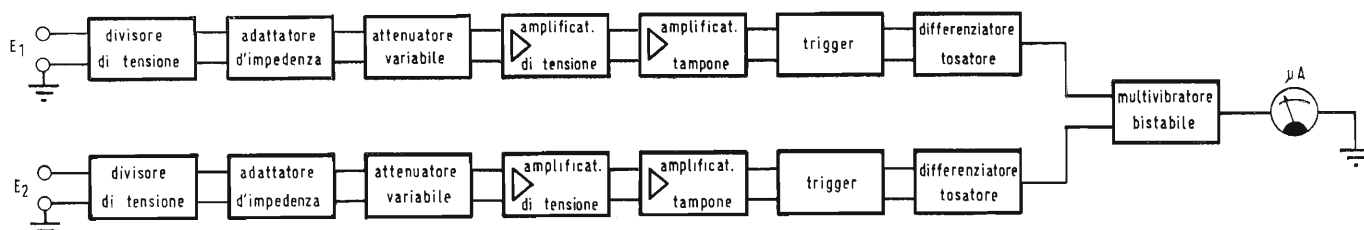



Fig. 3 - Schema a blocchi indicante la costituzione generale dello strumento.

Fig. 4 - Lo stadio, ad alta impedenza, è composto da un divisore di tensione, da un circuito adattatore d'impedenze e da un attenuatore variabile, che determina le portate di tensione.

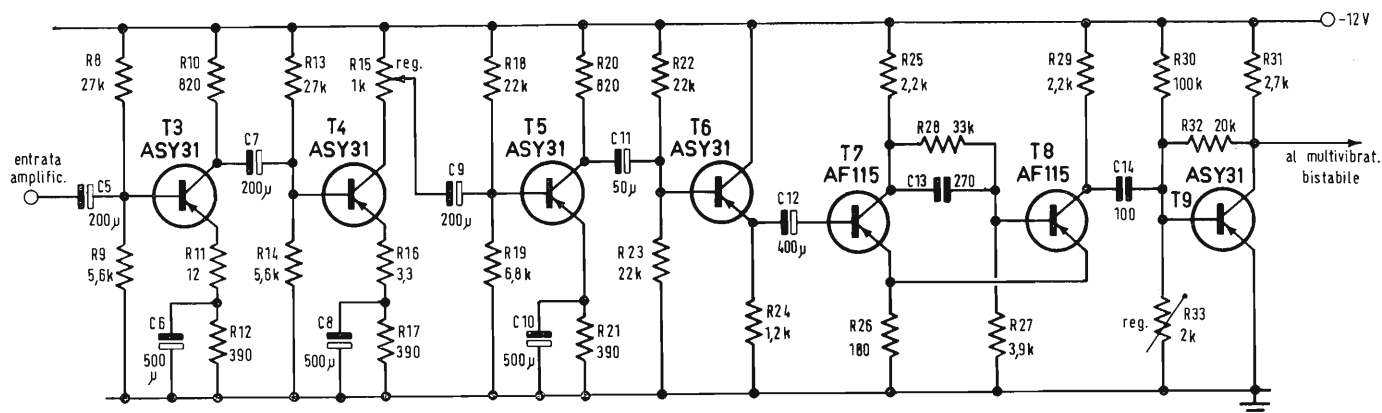
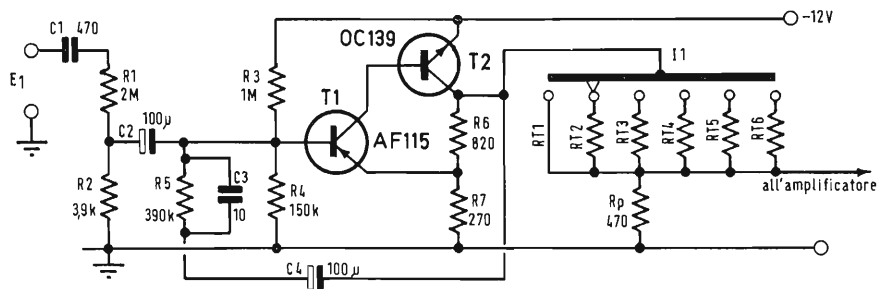



Fig. 5 - L'amplificatore è composto da quattro stadi (da T_3 a T_6); è seguito da un eccitatore di Schmitt (T_7 e T_8) e da uno stadio differenziatore-tosatore (T_9).

entrare in oscillazione lo stadio. L'attenuatore variabile è calcolato in modo da ottenere le portate desiderate (v. tabella 1).

6. - AMPLIFICATORE A TENSIONE DI USCITA COSTANTE

Questo amplificatore (fig. 5) riporta la tensione di uscita dello stadio precedente, ad un valore costante dell'ordine di 10 $V_{p\cdot p}$. Scegliendo le gamme di tensioni usabili, si è stabilito che i segnali più deboli avevano l'ampiezza di 100 m $V_{p\cdot p}$. circa (in realtà, 100 mV $\sqrt{2}$, ma è meglio avere un margine di sicurezza).

L'attenuatore di entrata produce l'attenuazione di 500 e lo stadio adattatore ha il guadagno di 4. La tensione minima all'entrata dell'amplificatore, avrà perciò un valore di 0,8 $mV_{p\cdot p}$. Entro una gamma, e per il gioco delle commutazioni, questa tensione può variare fra 0,8 $mV_{p\cdot p}$. e 4 $mV_{p\cdot p}$. Affinchè la tensione di uscita sia costante, bisogna che, per la minima tensione di entrata (0,8 $mV_{p\cdot p}$.), vi sia una saturazione dell'ultimo stadio (V_5).

La catena di amplificazione deve perciò avere un guadagno in tensione di circa 12.500. L'amplificatore è composto da quattro stadi; i primi due lavorano come amplificatori di tensione funzionanti in circuito con emettitore in comune; essi sono sottomessi ad una rete di controreazione destinata a limitare il guadagno.

Questa reazione negativa è fornita da R_{11} per T_3 e da R_{16} per T_4. La resistenza di carico di T_4 è costituita da un potenziometro, che permette la regolazione del guadagno globale della catena. Il guadagno in tensione dei primi due stadi è approssimativamente 20 per ciascuno.

Il terzo stadio lavora in saturazione ed è montato in circuito con emettitore comune (T_5); il suo guadagno è dell'ordine di 45; la tensione di uscita è circa 10 $V_{p\cdot p}$.

Il quarto stadio, composto dal transistore T_6, montato in circuito con collettore in comune, ha la funzione di « tampone ».

7. - TRASFORMAZIONE DEI SEGNALI DI ENTRATA IN IMPULSI

La trasformazione dei segni si effettua da un eccitatore di Schmitt seguito da uno stadio differenziatore-tosatore (v. fig. 5). Il trigger di Schmitt trasforma una variazione lenta di tensione in una variazione brusca; è dunque l'ideale per mettere in forma una tensione qualsiasi. Questo circuito trasforma il segnale di uscita dell'amplificatore in un'onda perfettamente rettangolare.

Lo stadio differenziatore trasforma i segnali quadrati generati dal trigger in una serie d'impulsi. Questo stadio si presenta sotto la forma di un amplificatore operazionale, cioè di un transistore montato in circuito con emettitore in comune completato dal circuito differenziatore *RC*. Questo circuito fornisce impulsi brevissimi. Nel circuito di polarizzazione, una resistenza variabile permette di regolare il punto di riposo dell'amplificatore e, nello stesso tempo, di sopprimere la parte negativa degli impulsi. Siamo dunque in presenza di impulsi positivi, che alimenteranno il multivibratore bistabile. Per regolare il valore di questa resistenza variabile, basta esaminare il segnale di uscita all'oscillografo.

8. - ELABORAZIONE DEL SEGNALE DI USCITA: BASCULA BISTABILE

La bascula di uscita comporta due stati stabili ed è essenzialmente concepita per passare da uno stato stabile all'al-

tro, quando si invia un impulso ad una entrata determinata.

In generale, un simile generatore, comporta una sola entrata, ma nel nostro caso bisogna comandare separatamente i due transistori T_{10} e T_{11}. Un flip-flop avente due entrate distinte, una per ciascuna via, è rappresentato in fig. 6.

Il segnale di uscita di questo rilassatore possiede tutti i requisiti necessari per la misura della fase, cioè: ampiezza costante e larghezza variabile.

Per poter determinare quale sia il segnale che è in anticipo rispetto all'altro, bisogna conoscere lo stato della bascula prima di fare la misura. Per mezzo di un invertitore si impone lo stato di riposo. Sarà perciò sempre lo stesso segnale che sgancerà il multivibratore per la prima volta. Questo segnale viene preso come riferimento. La prima posizione dell'invertitore è quella indicata «riposo»; l'altra, quella indicata «lavoro», in cui lo stato del rilassatore è determinato dagli impulsi provenienti da due vie.

La lettura dell'angolo di sfasamento si effettua per mezzo di un galvanometro, in quattro portate. La tabella 2 dà il valore degli elementi in funzione delle varie portate.

Il livello 360° corrisponde evidentemente al livello 0°. Il potenziometro P_1 è necessario per regolare lo zero dell'apparecchio, senza segnale all'ingresso.

È inutile disegnare la scala sul galvanometro; basta, infatti, fissare arbitrariamente, per mezzo delle resistenze variabili R_{42}, R_{43}, R_{44} ed R_{45} la deviazione massima alla divisione 90. Tutte le portate sono un multiplo di 90.

9. - IMPIEGO E TARATURA DELLO STRUMENTO

La manipolazione di questo strumento è semplice. Ecco la successione delle operazioni da farsi. Bisogna dapprima disporre l'invertitore I_2 in posizione «riposo», il commutatore di tensione in posizione corretta; poi, regolare lo «zero» elettrico dell'apparecchio, applicare alle entrate i segnali dei quali si vuole misurare la fase, poi passare in posizione «lavoro» dell'invertitore I_2 e, infine, effettuare la misura.

Per tarare l'apparecchio, si comincia a verificare lo zero elettrico del galvanometro posizione «riposo». Per la portata $0 \div 90°$, si costruirà il circuito descritto in fig. 7a. I segnali, che appaiono in OA e in OB sono sfasati di 90° e, per mezzo di R_{42}, si porta l'indice alla sua massima deviazione (divisione 90). Per le altre tre portate, si costruirà il circuito di fig. 7b, che è composto da un trasformatore pilota del modello «Transistor». Per la portata $0 \div 180°$, si porta l'indice sulla divisione 90 mediante R_{43}. Per le portate $0 \div 270°$ e $0 \div 360°$, si porta l'indice sulle divisioni 67,5 e 45 per mezzo di R_{44} e di R_{45}.

10. - COSTRUZIONE PRATICA

La costruzione non pone difficoltà ed è lasciata al criterio dei tecnici. Si può usare indifferentemente la filatura (cablaggio) comune o il circuito stampato.

TABELLA 1.

Portate	RT
N. 1 da 50 mV a 250 mV	$RT_1 = 0$
N. 2 da 250 mV a 1 V	$RT_2 = 1$ kΩ
N. 3 da 1 V a 5 V	$RT_3 = 6{,}8$ kΩ
N. 4 da 5 V a 25 V	$RT_4 = 33$ kΩ
N. 5 da 25 V a 125 V	$RT_5 = 180$ kΩ
N. 6 da 125 V a 625 V	$RT_6 = 820$ kΩ

TABELLA 2.

Portate	Valori delle resistenze variabili kΩ
N. 1 da 0 a 90°	$R_{42} = 50$
N. 2 da 0 a 180°	$R_{43} = 100$
N. 3 da 0 a 270°	$R_{44} = 150$
N. 4 da 0 a 360°	$R_{45} = 200$

Fig. 6 - Il multivibratore (bascula) bistabile fornisce il segnale utile. Un potenziometro, con il suo circuito associato di commutazione, serve da indicatore di fase.

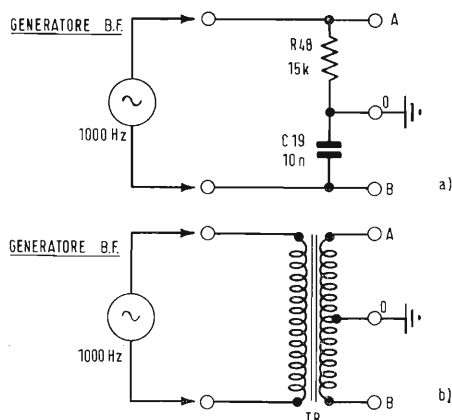
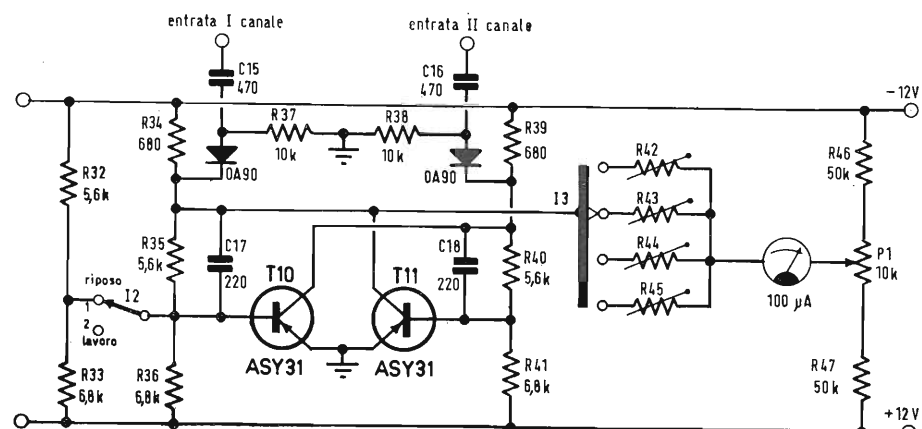



Fig. 7 - Due circuiti sfasatori per effettuare la taratura dell'apparecchio.

11. - BIBLIOGRAFIA

Mesures électroniques (*Misure elettroniche*). Éditions Radio.

Emploi rationnel des Transistors (*Impiego razionale dei transistori*). Éditions Radio.

Le transistor au laboratoire (*Il transistore in laboratorio*). Éditions Radio.

Calculatrices électroniques (*Calcolatori elettronici*). Éditions Philips.

Diodes et transistors (*Diodi e transistori*). Éditions Philips.

Théorie et pratique des semiconducteurs (*Teoria e pratica dei semiconduttori*). Éditions Pepta.

Le transistor en impulsion (*Il transistore nella tecnica degli impulsi*). Éditions Philips.

A

Luigi Cesone

Circuiti temporizzatori operanti con diodi di commutazione a gas inerte*

I circuiti temporizzatori elettronici vengono principalmente utilizzati nell'industria in tutti quei casi ove si rendano necessarie delle frequenti operazioni di comando, un servizio esente da interruzioni, un minimo di usura meccanica e durate del ritardo di commutazione variabili da un secondo a qualche decina di minuti. In particolare, i circuiti studiati nel seguente articolo sono basati sull'utilizzo di nuovi tipi di diodi a gas « Cerberus », che vengono impiegati appunto come elementi di commutazione.

Aspetto in grandezza naturale, del diodo a catodo freddo G42 prodotto dalla « Cerberus ».

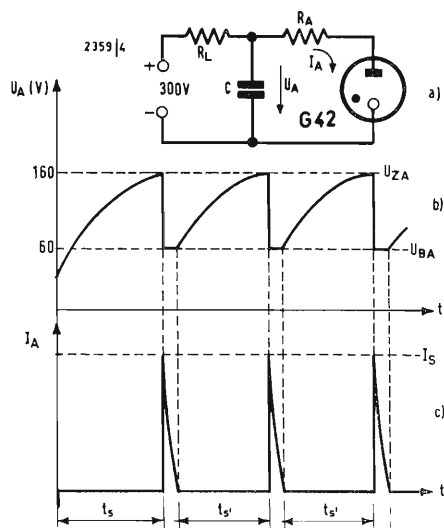



Fig. 1 - Lo schema (a) rappresenta il circuito a rilassamento del tipo ad autospegnimento realizzato con diodo di commutazione a gas. In (b) appare la rappresentazione della curva che illustra l'andamento della tensione ai capi del diodo di commutazione G42, ed infine in (c) l'andamento degli impulsi di scarica attraverso il diodo (valori di cresta di qualche decina mA). Si noti che il diodo resta bloccato durante il periodo di comando t_s e t'_s.

(*) *Electronique Industrielle*, settembre 1967, pag. 635.

1. - PRINCIPI OPERATIVI

I circuiti temporizzatori elettronici presentano, nella maggior parte dei casi, un concetto comune: impiegano infatti, come elemento determinante della temporizzazione, un condensatore detto di ritardo, C, che viene caricato progressivamente tramite una resistenza di carico R_L, con un andamento descritto matematicamente dalla seguente equazione:

$$U_c = U_0[1 - \exp(- t/R_LC)]\ ,$$

ove U_c rappresenta la tensione presente ai capi del condensatore e U_0 la tensione di alimentazione del circuito. Allorchè U_c ha raggiunto un valore determinato, si chiude un interruttore elettronico che a sua volta pone in azione, generalmente, un relè elettromagnetico. Ne risulta una certa temporizzazione t_v, la quale dipende dal livello raggiunto dalla tensione e dai valori della costante di tempo RC. Il citato interruttore elettronico ha lo scopo di separare, durante la fase di carica, il complesso RC dal relè (a bassa impedenza) e di fornire a quest'ultimo, durante la fase di scarica, l'energia richiesta per la commutazione, funzione questa perfettamente assolta dai tubi relè a catodo freddo, dai transistor di commutazione o unigiunzione, oppure dai diodi di commutazione descritti in seguito.

In fig. 1 è rappresentato il principio di funzionamento di qualsiasi circuito temporizzatore azionato da diodi; si tratta di un circuito oscillatore a rilassamento del tipo ad autospegnimento. Una volta applicata la tensione di alimentazione U_0 (= 300 V) il condensatore C si carica, tramite la resistenza R_L, fintantochè la tensione anodica U_a non raggiunge il valore della tensione d'innesco U_{za} (= 160 V). Sotto tali condizioni il diodo si ionizza ed U_a cade al livello della tensione di mantenimento U_{ba} (= 60 V). A questo punto fluisce la corrente di cresta I_s, eguale a $I_s = (U_{za} - U_{ba})/R_a$, che si annulla quando C sia sufficientemente scaricato. Il diodo di commutazione allora si deionizza ed il processo di carica ha nuovamente inizio. La durata di comando o di carica t_s, è, in questo circuito, determinata dalla tensione di alimentazione, dalla tensione di mantenimento, dalla tensione d'innesco ed infine dal prodotto R_LC.

È opportuno far notare che, nei circuiti oscillatori a rilassamento con autospegnimento, la tensione ai capi del condensatore C si riduce, dopo l'innesco, soltanto fino al livello della tensione di mantenimento, condizioni sotto le quali il condensatore, nei circuiti temporizzatori, è in generale completamente scaricato tramite un contatto ausiliario del relè. Tale comportamento prolunga il processo di carica la cui durata è quindi pari a t_s.

Nel caso di circuiti temporizzatori, la resistenza di carico R_a viene sostituita da un relè per corrente continua. La necessità di un funzionamento sicuro richiede una potenza di eccitazione quanto maggiore possibile per la bobina del relè; ciò significa che il prodotto risultante dalla corrente per la differenza fra la tensione di innesco e la tensione di mantenimento deve raggiungere un massimo durante la fase di comando. Onde rispondere a tale esigenza, la ditta

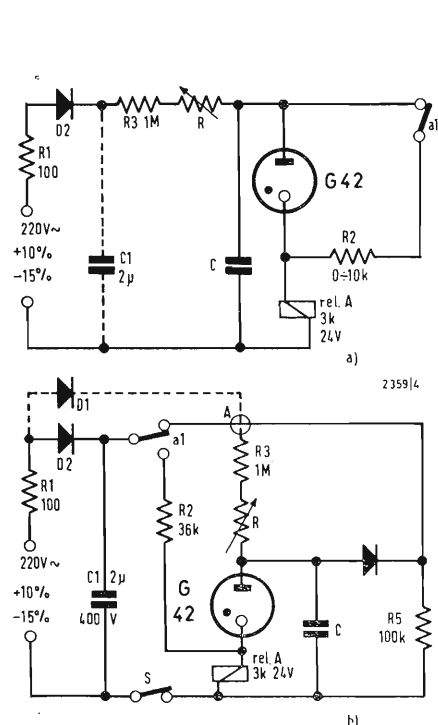



Fig. 2 - In (a) è riprodotto lo schema classico di un generatore di impulsi; qui il relè attira brevemente la propria armatura entro intervalli di tempo regolabili. (b) Schema di un relè a ritardo: l'attivazione del carico è ritardata, dopo la chiusura dell'interruttore *S*; questo carico è alimentato tramite i contatti non riprodotti del relè; il diodo non contrassegnato fra R_5 e C è il diodo D_3.

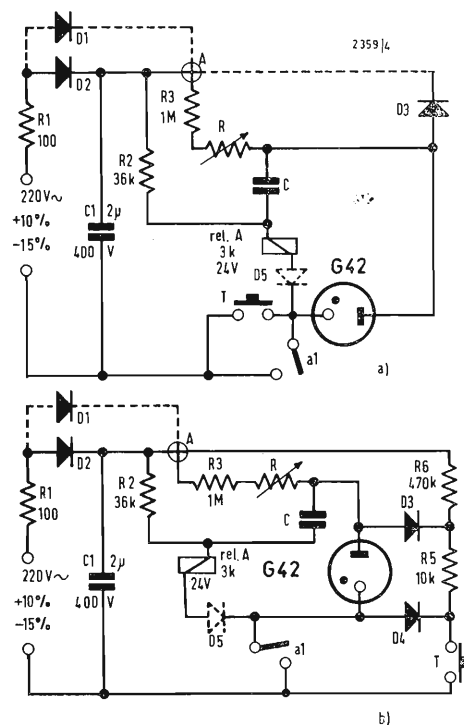



Fig. 3 - Schemi di un relè temporizzatore senza azzeramento (a) e con azzeramento (b). Dopo una breve chiusura dell'interruttore *T*, il relè scatta per una durata determinata. L'alimentazione del circuito è garantita, come avveniva anche nel caso di fig. 2b, in regime pulsante quando le due connessioni che incrociano perpendicolarmente nel punto *A* non sono collegate, oppure in corrente continua nel caso contrario. In (b), il processo di temporizzazione ha nuovamente inizio se si aziona *T*, mentre il circuito è già in funzione.

« Cerberus » ha realizzato un nuovo tipo di diodo per commutazione denominato G42. La sua corrente di cresta raggiunge un massimo di 100 mA e la differenza fra le tensioni d'innesco e di mantenimento è situata al livello dei 100 V. Grazie ad un catodo ossidato di struttura cilindrica di ampia superficie, il componente presenta una vita pari a $50 \cdot 10^6$ cicli di comando.

2. - ESEMPI PRATICI DI CIRCUITI

A parte i circuiti astabili, conviene distinguere fra i relè a ritardo, i quali attivano il carico dopo un certo periodo di tempo, ed i relè temporizzatori che lo mantengono sotto tensione per il periodo di tempo previsto. Tutti questi circuiti sono concepiti in modo che il diodo di commutazione conduca una corrente anodica di qualche decina di mA solo durante la fase di comando del relè; ciò garantisce un comportamento del relè medesimo praticamente esente da usure.

D'altra parte, facendo in modo che la resistenza di isolamento minima della linea di comando, di cui un conduttore è collegato alla tensione di alimentazione, sia di qualche megaohm, è possibile comandare i circuiti temporizzatori descritti in seguito, mediante un normale cavo a tre conduttori.

2.1. - Generatori di impulsi

Il generatore di impulsi di cui è riprodotto lo schema in fig. 2a, è realizzato sotto forma di circuito a rilassamento del tipo ad autospegnimento. Il relè ivi presente attira brevemente la sua armatura mobile negli intervalli determinati dagli elementi di temporizzazione (durata del comando t_s).

La durata di mantenimento dipende a sua volta dal valore di C (in generale pari a qualche microfarad) da quello di R_2 ed infine dalle caratteristiche elettriche del relè impiegato.

Anche il condensatore C_1, rappresentato con linea punteggiata, agisce parimenti sull'entità della temporizzazione; con questo condensatore di filtro, una tensione continua risulta applicata al circuito R_c, la cui costante di tempo è data da: $t_s = 0,7 \cdot (R + R_3)$. C, ove t_s è espresso in secondi, le resistenze in megaohm e C in microfarad.

Se invece manca C_1, la tensione di carica è disponibile sotto forma pulsante. In tal caso è opportuno che il diodo D_2 presenti una debole corrente di fuga onde evitare che il condensatore C possa scaricarsi durante l'alternanza negativa della tensione di rete. La durata di comando si calcola, in questo caso, come segue: $t_s = 3 \cdot (R + R_3) \cdot C$. Il confronto fra le due formule rivela immediatamente il vantaggio derivante dall'alimentare il circuito con tensione pulsante: in tal caso, infatti, il medesimo elemento *RC* permette di raggiungere circa il quadruplo della durata di comando.

2.2. - Relè a ritardo

La fig. 2b propone lo schema di un relè a ritardo capace di attivare un carico al fine di un certo tempo predeterminato. Anche questo circuito offre due possibilità di alimentazione: in tensione

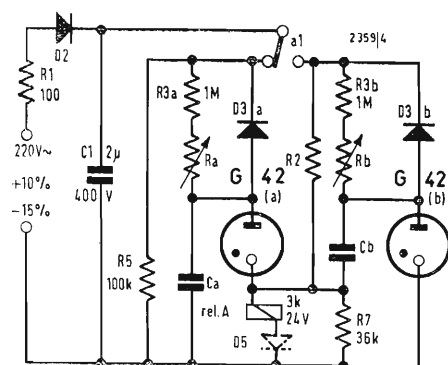



Fig. 4 - Generatore di impulsi ed intervalli regolabili realizzato tramite due diodi di commutazione tipo G42.

continua, nel qual caso i due collegamenti che si incrociano nel punto A sono posti in contatto, o in tensione pulsante nel qual caso essi devono essere mantenuti distinti; in questo caso è il diodo di D_1 che fornisce la corrente pulsante al complesso di temporizzazione.

Nei due casi illustrati, il processo di funzionamento è il seguente: una volta chiuso l'interruttore S, il condensatore C inizia a caricarsi tramite R_3 ed R. Una volta raggiunta la tensione di innesco U_{za}, il diodo di commutazione si ionizza, e C si scarica tramite quest'ultimo e la bobina del relè, il quale attira la propria armatura mobile e la mantiene attratta tramite il contatto a e la resistenza R_2. Una breve apertura di S dopo la temporizzazione riporta il circuito nello stato iniziale ed autorizza un nuovo ciclo di comando. La temporizzazione al comando t_s si calcola come indicato precedentemente.

Il diodo D_3 è indispensabile in tutti i circuiti alimentati a tensione pulsante; nella versione per tensione continua esso serve a consentire la rapida scarica del condensatore C, tramite la resistenza R_5. Vi si può rinunciare nel caso in cui il relè risulti almeno attirato per la durata del comando. In tal caso, la carica esistente nel condensatore C dopo il comando del relè dispone di un tempo sufficiente per dissiparsi totalmente tramite R_1, R_3 ed R_5.

2.3. - Relè temporizzatore senza azzeramento

La fig. 3a presenta un circuito per relè temporizzatore senza rimessa a zero, che può essere alimentato in tensione continua e pulsante. Dopo una breve chiusura del pulsante T, il relè attira la propria armatura e la mantiene attratta grazie alla resistenza R_2 ed al contatto a_1. Come indicato, il condensatore C si carica successivamente fino a quando il diodo di commutazione si ionizza; ne risulta una piccola caduta di potenziale ai capi di C, secondo la differenza $U_{za} - U_{ba}$ (circa 100 V), donde un cambiamento di polarità nella tensione di alimentazione del relè che determina la sua diseccitazione e l'apertura del contatto a_1. Il diodo D_5, rappresentato con linea punteggiata, deve essere previsto come conseguenza dei valori elevati di C; esso evita il rimbalzo del relè dovuto ad una eccessiva carica del condensatore.

Il tasto T perde qualsiasi potere di azionamento durante lo svolgersi del processo e non può intervenire a modificare il tempo t_s; il circuito non può quindi essere riportato interamente al potenziale di 0. La tensione di lavoro del relè gioca quindi un ruolo importante nel calcolo della durata di comando, durata che per una bobina 24 V ed un circuito alimentato in tensione continua, è fornita dalla relazione $t_s = 0{,}6\ RC$. Con alimentazione a tensione pulsante si ha invece $t_s = 2{,}5\ RC$. Per analogia a quanto detto precedentemente, il diodo D_3 diviene superfluo con una alimentazione in corrente continua e quando i cicli di comando non si succedano troppo frequentemente.

2.4. - Relè temporizzatore con rimessa a zero

Lo schema della fig. 3b rappresenta il circuito di un relè temporizzatore completo di dispositivo di azzeramento. Comporta anch'esso la possibilità di una alimentazione in tensione continua o pulsante. Vediamone il funzionamento. Quando il pulsante T è chiuso, il relè è eccitato e mantiene attratta la propria armatura; la sua tensione di esercizio è applicata all'elettrodo del condensatore C che ad esso è collegato, mentre l'altro elettrodo è connesso al potenziale di riferimento tramite la chiusura dell'interruttore T, ed attraverso D_3 ed R_5. All'apertura del contatto T, il condensatore C si carica tramite R_3 ed R, nel caso in cui si cessi di esercitare pressione su detto pulsante.

La rimessa a zero si ottiene con la chiusura del pulsaute Tdnrante la temporizzazione, in quanto la carica di C può avviarsi tramite D_3, R_5 e T. La resistenza R_5 limita, durante questa fase, la corrente che fluisce attraverso il relè, corrente che deve bastare per mantenerlo eccitato. La resistenza R_6 evita la scarica di C tramite la resistenza di isolamento di T attraverso il circuito costituito da D_3 ed R_5.

2.5. - Generatori di impulsi ed intervalli regolabili

Un generatore di impulsi a intervalli ed impulsi regolabili può essere realizzato con due diodi di commutazione G42 (fig. 4). Gli intervalli durante i quali il relè resta in riposo dipendono dal condensatore C_a e dalla resistenza variabile R_a; la lunghezza degli impulsi è poi regolabile agendo sul valore C_b e sulla somma $R_{3b} + R_b$.

3. - SCELTA DEI COMPONENTI

I relè necessari per la realizzazione dei circuiti presentati devono possedere una resistenza compresa fra 2 e 60 kΩ, ed essere previsti per una tensione di servizio compresa fra 12 e 48 V. Infatti, l'impiego di relè di minore resistenza (da 1 a 2 kΩ) abbrevierebbe la longevità del diodo di commutazione G42, elevando nel contempo, dopo un migliaio di cicli di comando, il valore della tensione di innesco di una piccola percentuale con la conseguenza di prolungare la durata di temporizzazione.
Il valore del condensatore di carica C dipende, da una parte, dalla temporiz-

(continua a pag. 349)

ing. Paolo Quercia

Il nuovo centro radiotelevisivo di Mosca*

Trovandosi a Mosca, da qualsiasi punto della città lo sguardo viene attratto dalla vista di una torre di mezzo chilometro costruita nel quartiere Ostanchino. Questa torre è il nuovo centro radiotelevisivo trasmittente che viene a sostituire il vecchio, costruito in un altro quartiere nel 1947.

La molteplicità dei programmi televisivi che devono servire un vasto territorio, la necessità di scambio di programmi fra città e nazioni e l'entrata in funzione dei nuovi collegamenti spaziali, hanno determinato la necessità della creazione di un nuovo centro.

La soluzione del problema di servire vaste zone con pluralità di programmi di alta qualità costituisce un problema assai arduo.

Si presentano sostanzialmente due possibilità o la costruzione di trasmettitori con antenne che si elevano almeno a 500 m, oppure la costruzione di alcune decine di stazioni ripetitrici, serventi ciascuna zone limitate.

La seconda soluzione, irrealizzabile per la mancanza di un numero sufficiente di canali di frequenza, porterebbe in tutti i casi ad oneri costruttivi delle varie stazioni ripetitrici e della posa dei cavi di collegamento fra i singoli centri ripetitivi notevolmente superiori a quelli necessari per la costruzione di un unico centro trasmittente di potenza. Occorre anche aggiungere i maggiori costi, nel caso di molte ripetitrici, di esercizio e manutenzione.

È stata scelta, per le ragioni riportate, la prima alternativa. Il nuovo centro trasmittente di potenza è situato in una torre di 533 m in cemento armato, comprendendo il tratto superiore di 148 m, per le antenne, realizzato in acciaio.

La torre in cemento armato autoportante, senza cioè controventature, è la più alta per tale genere di costruzioni, nel mondo.

Nella costruzione della torre oltre alla soluzione dei problemi puramente funzionali sono state valutate le esigenze estetiche del notevole edificio.

Il nuovo centro radiotelevisivo trasmetterà contemporaneamente cinque programmi televisivi e sei radiofonici in onda ultracorta a modulazione di frequenza. Uno dei programmi televisivi sarà a colori. È previsto altresì, senza notevoli modifiche, la possibilità di estendere il numero dei programmi televisivi a colori.

Il raggio di ricezione sicura in UHF e modulazione di frequenza dei programmi televisivi e radiofonici è non meno di 120-130 km. In tal modo tutte le zone di Mosca e limitrofe potranno ricevere direttamente i programmi irradiati dal nuovo centro, senza necessità di ritranslazione. Il territorio servito è abitato da circa 12 milioni di persone e comprende diverse importanti città.

Accanto all'estensione molto più ampia della zona servita, il nuovo telecentro dovrà portare un sostanziale miglioramento qualitativo delle immagini ricevute ed aumentare notevolmente la tensione del campo del segnale televisivo in tutta la zona di Mosca e dintorni. In un raggio di 20 km dal telecentro la ricezione di tutti i programmi sarà possibile con antenna interna incorporata nei ricevitori o con antenne esterne di distribuzione collettiva.

Oltre alle trasmissioni radiofoniche e televisive il nuovo centro assicurerà il collegamento radiotelefonico con mezzi semoventi nella zona di Mosca e limitrofe, comprese in un raggio di 60-70 km. Con tale sistema di collegamento, chiamato « Altai » ogni semovente può collegarsi telefonicamente, direttamente con qualsiasi abbonato telefonico della rete di Mosca e mediante la centrale telefonica con altre città.

Sulla torre saranno situate svariate apparecchiature meteorologiche. I dati raccolti verranno elaborati da speciali apparecchiature per la determinazione di previsioni meteorologiche.

La torre televisiva costituirà l'unica stazione meteorologica lavorante con continuità nella zona di Mosca posta a tale altitudine.

L'industria nazionale, per il nuovo centro, ha studiato e realizzato speciali apparecchiature trasmittenti televisive e radiofoniche di grande potenza, apparecchiature di comando e controllo, di commutazione e distribuzione e blocco delle trasmissioni esterne.

I cinque programmi televisivi saranno trasmessi da quattro centrali della potenza 50/15 kW ciascuna, lavoranti sui canali I, III, VIII e XI e da una centrale di 25/5 kW lavorante nella gamma delle onde decimetriche (canale XXXIII). Per la ricezione di questo programma i televisori dovranno essere predisposti.

(*) *Radio* n. 11, 1967, pag. 9.

La trasmissione dei sei programmi UHF a modulazione di frequenza sarà effettuata con due stazioni trasmittenti, portanti ciascuna tre programmi e disponenti una potenza di 15 kW per ogni programma.

Tutti i trasmettitori comprendono due emittenti lavoranti ciascuna indipendentemente. Ogni stazione televisiva lavorante su onde metriche è costituita da due trasmettitori video identici con potenza di picco di 2 kW e due trasmettitori audio di potenza di 7 kW di picco.

Sono costituite analogamente le stazioni UHF in modulazione di frequenza, radiofoniche.

Le stazioni lavoranti su onde decimetriche comprendono due blocchi di 12,5 kW per la trasmissione video e 2,5 kW per l'audio.

La somma delle potenze emesse da ciascun gruppo viene effettuata in circuiti a ponte. Si realizza così una grande sicurezza di funzionamento e praticamente le trasmissioni sono assicurate anche in caso di avaria di un blocco trasmettitore.

Tutte le stazioni trasmittenti sono dotate di gruppi autonomi di raffreddamento. Metà di esse sono raffreddate da gruppi ventilanti autonomi, aumentando così la sicurezza di funzionamento.

Ogni stazione trasmittente è corredata di apparecchiature di controllo e misura dei parametri caratteristici di funzionamento.

Le apparecchiature sono dislocate in speciali cabine ove è compreso anche il posto per l'ingegnere di guardia. Le cabine sono dotate di condizionamento. Oltre alle cinque stazioni televisive descritte, c'è la possibilità di installare in futuro due stazioni, una funzionante in banda VI (onde metriche) e l'altra nella gamma delle onde decimetriche.

Per la trasmissione dei programmi televisivi e radiofonici si stanno installando nuove antenne ad alto rendimento con un guadagno di circa 10 per i canali I e III e di circa 12 per i canali VIII e XI. Si ottiene in tal modo, tenendo conto del rendimento del gruppo alimentazione, una potenza trasmessa di 450-500 kW per ogni stazione lavorante su onde metriche.

Le antenne per le stazioni lavoranti su onde decimetriche avranno un guadagno di circa 30 che permette di ottenere una potenza equivalente dell'ordine di 700 kW.

Le disuniformità nel diagramma di radiazione orizzontale e verticale non sorpasseranno $\pm$ 2,5 dB.

Per aumentare la potenza trasmessa verso terra, il lobo di radiazione principale nel piano verticale è inclinato verso terra di 1°. Per eliminare le zone morte in vicinanza dell'antenna sono stati adottati speciali sistemi di alimentazione sfasata degli elementi intermedi di ogni antenna. L'adozione di antenne ad alto guadagno (specialmente per quelle lavoranti su onde decimetriche) l'energia del segnale televisivo, viene emessa, nel piano verticale con un lobo stretto, permettendo così di allargare il raggio di ricezione sicura. La larghezza del lobo, delle antenne decimetriche, ad un livello 0,7 del valore massimo, è di circa 1° 20'. Tali valori comportano severe esigenze nella realizzazione della base di ancoraggio dell'antenna medesima, che non deve inclinarsi, rispetto alla verticale, di un angolo superiore a 1° 20'. Tali esigenze sono più restrittive addirittura di quelle derivanti dal calcolo statico della torre medesima. Il non soddisfacimento delle condizioni richieste comporta brusche variazioni del segnale ricevuto, specialmente ai margini della zona di ricezione sicura. La torre è stata realizzata quindi sufficientemente rigida in modo che sotto l'azione dei carichi dei venti, lo spostamento dell'antenna sia uguale o maggiore di 1° 20' non più di 10 volte in un anno, valore accettabile per un normale collegamento televisivo. Tutti i servizi ausiliari sono interni alla torre medesima e non in un altro edificio prospicente la torre, secondo la normale tecnica costruttiva.

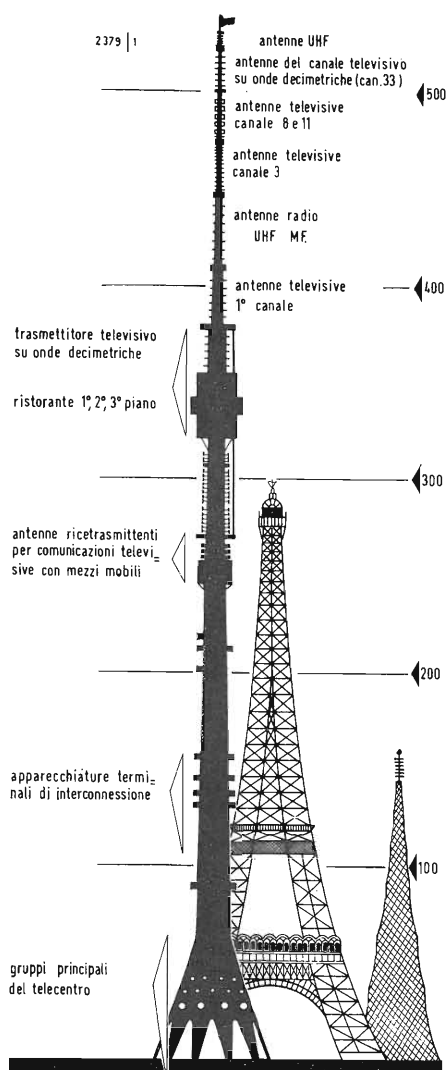
La torre è realizzata in due parti. La prima, dal piano terra fino ad un'altezza di 385 m, è realizzata in cemento armato precompresso, la seconda, fino al livello di 533 m, è realizzata con spezzoni di tubo di acciaio di vario diametro, sui quali sono montate le antenne trasmittenti.

Le fondazioni della torre, della forma di un anello, avente il diametro esterno di 70 m, e larghezza di 8 m, sono interrate di 4,5 m.

Sul perimetro esterno dell'anello per evitare la formazione di fessure è disposta una speciale armatura contenitrice in precompresso.

Il diametro della torre, a livello terra è di 60 m che si va riducendo, da 63 m dal suolo, fino a 18 m. Ne deriva un tronco di cono con la generatrice inclinata, rispetto all'orizzontale, di 65°. Il diametro della torre diminuisce progressivamente con l'altezza e, a 327 m dal suolo, si riduce ad 8 m. Da questo livello, fino al termine della parte in cemento armato della torre, il diametro si conserva immutato. Il peso dell'intera torre, compreso le fondamenta, è di circa 55 mila tonnellate. Il volume interno della parte conica e di quella superiore è di circa 68.000 m³.

Nella torre si distinguono quattro zone principali: nella zona inferiore, da quota — 7 m a + 63 m, sono dislocati tutti i locali contenenti le attrezzature tecniche ed ausiliarie del telecentro. La zona comprende 15 piani sopra il livello di terra e 2 sotterranei.

La seconda zona, da quota 117,8 m a 147 m, comprende 7 piani. Vi sono dislocate le apparecchiature terminali di tutte le linee di partenza ed arrivo per

lo scambio dei programmi fra le varie città dell'U.R.S.S. ed internazionali. Su di una terrazza coperta, circondante la torre a quota 138,8 m, sono dislocate le antenne paraboliche delle apparecchiature ausiliarie amplificatrici.
Le antenne paraboliche per la ricezione dei segnali, provenienti da stazioni televisive mobili o di altri telecentri fissi, sono dislocate sulle quattro terrazze della terza zona, dislocate da quota 243,8 m a 269 m. Sono collocate in due piani le apparecchiature riceventi di collegamenti con stazioni televisive mobili e i ricetrasmettitori di collegamenti radiotelefonici con mezzi mobili. Il diametro della torre, nella terza zona, risulta già insufficiente per formare uno spazio sufficiente a contenere tutte le apparecchiature; intorno quindi allo stelo principale della torre, è costruito a sbalzo un allargamento avente un diametro esterno di 18 m.
La quarta zona della torre, da 325 a 385 m comprende 16 piani. Dieci di questi sono costruiti intorno allo stelo principale della torre, e gli altri sei superiori sono dislocati internamente.
In questa zona della torre è dislocata la stazione radiotelevisiva lavorante su onde decimetriche, una parte delle apparecchiature radiotelefoniche in banda UHF ed anche i gruppi di trasformazione per l'alimentazione degli apparati poste nelle due parti superiori.

Con la dislocazione degli apparati adottata, la lunghezza dei cavi di alimentazione delle antenne non supera i 160 m.

Si ottiene così un rendimento soddisfacente (0,85%). Se il gruppo trasmittente descritto fosse posto nella parte conica inferiore della torre, ove sono dislocati i trasmettitori per onde metriche, si avrebbero perdite del 50% e solo metà potenza di quella generata sarebbe trasmessa.

L'antenna posta più elevata come il gruppo delle antenne poste sul tratto di cemento armato della torre, funzionava in gamma UHF.

Nella parte centrale della torre in cemento armato, per tutta la sua altezza, è ricavato un vano, suddiviso in tratti, in cui scorrono ascensori veloci, i cavi di alimentazione di alta frequenza, i cavi di potenza per l'alimentazione degli apparati, i cavi di collegamento per le segnalazioni e quelli necessari per le varie commutazioni.

Si prevede una vasta attività turistica avente come meta la nuova torre radiotelevisiva. Sono previste quattro terrazze panoramiche a quota 147,2 m, 268,7 m, 337,3 m e 340,8 m, ognuna della capienza di 200 persone. È previsto altresì, nel quarto tratto della torre, un ristorante per 290 persone, dislocato su tre piani. Il pavimento del ristorante può ruotare intorno all'asse della torre, con una velocità di un giro completo all'ora. Tre ascensori veloci, con velocità di 7 m/sec sono adibiti al servizio dei visitatori alle terrazze ed al ristorante. Ogni ascensore può trasportare quattordici persone e in un minuto può raggiungere la terrazza panoramica superiore.

Uno degli ascensori è adibito anche al trasporto dei tecnici di servizio nella torre. Sul tetto della cabina è ricavato uno speciale spazio per il trasporto dei materiali. Un quarto ascensore, della portata di 500 kg, è destinato a collegare le cucine del ristorante, poste inferiormente nella parte conica della torre con il ristorante medesimo.

Calcolando la capienza complessiva degli ascensori si possono raggiungere i 6000 visitatori giornalieri.

La parte antenne è servita da due piccoli ascensori della portata di 1-2 persone. Nella parte esterna della torre sono dislocate delle terrazze anulari permettenti l'accesso alle antenne.

I lavori per l'allestimento del nuovo centro radiotelevisivo saranno completati entro il 1968. Entro l'anno 1967, in cui ricorreva il cinquantenario della grande rivoluzione di ottobre, è stata terminata la prima parte del lavoro e hanno avuto inizio le trasmissioni di quattro programmi televisivi, di cui uno a colori. *A*

La casa dei nostri sogni alla 46ª Fiera di Milano

Il richiamo partiva dal balcone della casa di squisito sapore mediterraneo: era l'invito ad una visita ai sette mini-locali che rispecchiavano una residenza moderna.
Sette vani in miniatura, intonati ad uno stile di assoluta praticità, ricolmi di prodotti attuali: allineati e composti come si conviene, i sette « mini » hanno sostenuto l'urto della folla.

Su questo motivo la Philips ha imperniato quest'anno la propria partecipazione alla quarantaseiesima edizione della Fiera Campionaria. La camera degli adolescenti è stata caratterizzata dai prodotti « giovani »: in questa età inquieta l'equilibrio si acquista contemperando studio, sogni, meditazione, attività e progetti. E così la fonovaligia si accompagnava al registratore per lo studio delle lingue, le musicassette e il transistor al « K 7 » che ha captato gli appunti della ultima lezione di inglese; nell'angolo faceva capolino il rasoio elettrico a batteria. Ma la casa «vera» è grande e le esigenze sono molte: in biblioteca si trovavano quindi gli impianti stereofonici ad alta fedeltà ed il sincronizzatore di diapositive; in cucina il frigorifero e le cucine a gas; il televisore, i prodotti radio-fono ed il filodiffusore in soggiorno; l'aspirapolvere e la lavatrice in guardaroba; i giochi elettronici ed il Philiform nella camera dei bambini e sul terrazzo, come ideale proiezione della vita all'aperto, gli apparecchi portatili.

L'Excot '68, come esposizione mondiale sulle novità e problemi della televisione e tecniche apparentate, era centrata sulle apparecchiature e componenti della TV a colori ed in bianco e nero per i settori dell'informazione, dell'insegnamento, della medicina, della ricerca scientifica, dello spettacolo e del cinema, degli ausili alla navigazione ed al traffico stradale, dell'aeronautica e dello spazio. Un interesse eminentemente professionale, dunque, rivolto alla ricerca ed all'industria. Al punto in cui siamo, non sarebbe bastato far apparire sui teleschermi le barre di colore; occorreva una dimostrazione di maggior completezza. Telecamere Philips hanno fornito per tutta la durata della Fiera il segnale a colori e accanto alla trasmissione di film cromatici è stato trasmesso un programma giornaliero consistente in un piccolo spettacolo dal vivo ripreso con telecamere a colori equipaggiate con i tubi « Plumbicon ». *(p. t.)*

(*a cura dell'ing. Antonio Nicolich*)

dott. ing. A. Contoni

Calcolo estremamente semplificato degli amplificatori a transistori*

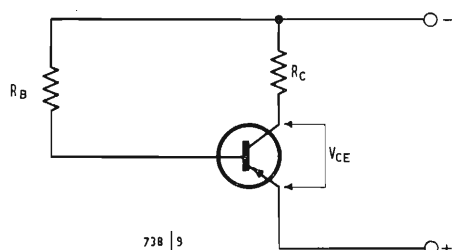



Fig. 1 - Semplice circuito di polarizzazione di un transistore PNP. L'uso di un transistore NPN implica l'inversione delle polarità.

(*) *Le Haut-Parleur*, n. 1140, novembre 1967 pag. 106.

Poichè l'impiego dei transistori ha relegato rapidamente i tubi elettronici nel fondo dei cassetti, parecchi autocostruttori, desiderosi di costruire le loro proprie apparecchiature, si trovano in difficoltà quando si tratta di calcolare gli elementi di un circuito con semiconduttori. I procedimenti che vengono proposti in questo articolo sono rigorosi e trovano impiego nel calcolo di semplici circuiti di bassa frequenza.
La condizione essenziale per eseguire uno studio è di disporre delle curve caratteristiche dei transistori da impiegare e se anche i manuali di semiconduttori danno alcune informazioni, la fonte più importante, che serva di base per determinare il regime di funzionamento rimangono sempre le curve fornite dal fabbricante.
Che cosa bisogna conoscere sui transistori prima di abbordare questo studio? Poche cose in verità, i transistori sono tanto semplici quanto i tubi elettronici; la corrente che circola tra emettitore e collettore dipende dalla corrente di base. Il funzionamento dei transistori P-N-P o N-P-N è identico, solo le polarità delle tensioni di alimentazione devono essere invertite.
Nel caso di un transistore P-N-P (fig. 1) la base è negativa rispetto all'emettitore ed il collettore è più negativo della base sempre rispetto all'emettitore. La polarizzazione dei transistori si effettua secondo le regole seguenti, che conviene tenere sempre bene in mente.
Il fatto di avvicinare il potenziale della base alla tensione negativa (diminuendo il valore di R_B) comporta un aumento di corrente della base e quindi un aumento della corrente di collettore.
Prendiamo l'esempio della fig. 2*b*; si tratta della variazione della corrente di collettore I_C in funzione della tensione collettore-emettitore V_{CE}, per vari valori della corrente di base. Si noti che queste curve descrivono altrettanto bene tanto il funzionamento di un transistore P-N-P, quanto quello di un N-P-N.
Una tensione costante fra collettore ed emettitore V_{CE} si sceglie tracciando una linea verticale e all'intersezione di questa retta con la curva corrispondente ad una data corrente di base, si può tracciare una linea retta orizzontale, che dà il valore della corrente di collettore corrispondente. Il punto X_3 è il punto di lavoro o di funzionamento per il quale la tensione V_{CE} è 7 V e la corrente di base è I_B = 0,3 mA, nel collettore circola la corrente 10 mA. Se si aumenta la corrente di base fino a 0,4 mA, il punto di lavoro si sposta in X_1, la corrente di base è 0,4 mA, la corrente di collettore arriva a 20 mA.

1. - SCELTA DEL TRANSISTORE

Vari limiti ristretti vengono imposti ai transistori quanto ai tubi, la potenza e la frequenza di uso per esempio. Inizialmente si cercheranno nei manuali i valori massimi dei vari parametri per un funzionamento di piena sicurezza. Ri-

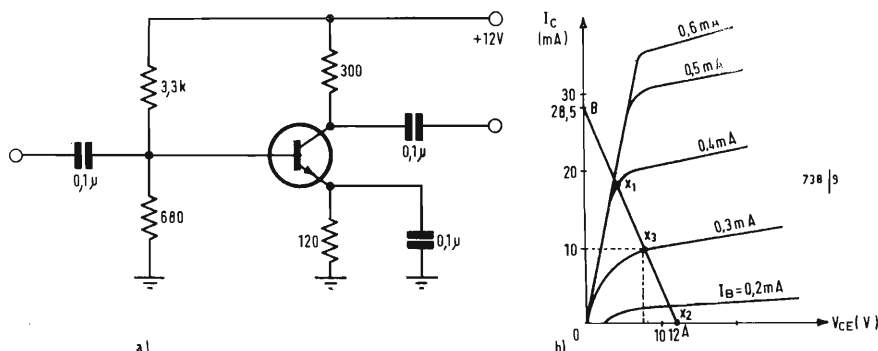



Fig. 2 - *a*) Transistore NPN montato in circuito amplificatore. *b*) Sue caratteristiche e retta di carico statica.

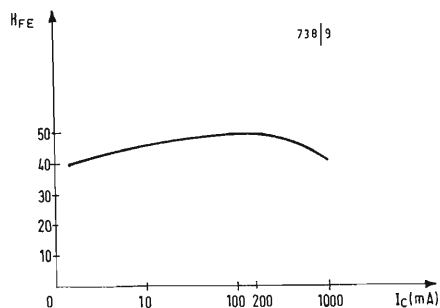



Fig. 3 - Variazione del guadagno di corrente in funzione della corrente di collettore.

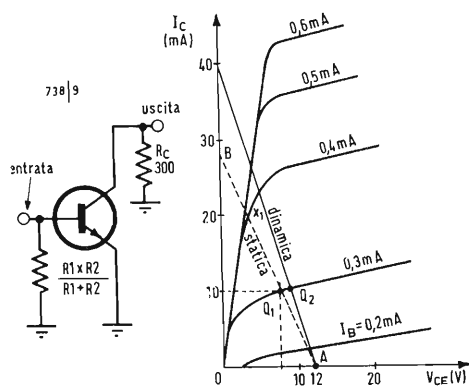



Fig. 4 - *a*) Circuito amplificatore. *b*) Confronto delle rette di carico statica e dinamica.

guardo alla potenza, è bene usare un transistore, che possa sopportare una potenza 10 volte quella di uscita richiesta, il che può sembrare esagerato, ma si deve notare che la potenza ammissibile decresce abbastanza rapidamente con la temperatura.

La frequenza di taglio è generalmente chiamata f/β o h_{hfc}, si tratta della frequenza per la quale il guadagno del transistore si riduce di 3 dB, e si useranno, se possibile, transistori aventi frequenza di taglio 10 volte quella del circuito previsto. Studieremo nel seguito il caso di circuiti con transistori N-P-N e dovremo tener conto della tensione disponibile per alimentare il circuito, quando si sceglie il transistore. Infatti, un valore importante è quello della tensione di rottura fra emettitore e collettore BV_{CEO}.

Se l'amplificatore presenta un circuito risonante nel collettore, conviene scegliere un transistore il cui valore di BV_{CEO} sia quattro volte quello della tensione di alimentazione, e se lo stadio è modulato il valore di BV_{CEO} deve essere più di quattro volte la tensione di alimentazione. Questi margini di sicurezza possono sembrare eccessivi, ma sono una condizione per un funzionamento senza sorprese dei circuiti studiati.

Supponiamo, nel seguito di questo esposto, di disporre di un transistore NPN avente le seguenti caratteristiche:
$BV_{CEO} = 50$ V; $I_{C\,max} = 1$ A; frequenza di taglio 100 MHz; potenza ammissibile a 25°C = 0,5 W.

2. - DETERMINAZIONE DEL PUNTO DI RIPOSO

Questo punto di riposo influenza il guadagno dello stadio e permette di determinare la potenza assorbita senza segnale all'entrata. È abitudine ricercare il massimo del guadagno, ma negli apparecchi portatili il guadagno deve essere talvolta sacrificato per conservare un basso consumo.

Si può effettuare la scelta del punto di riposo partendo dalla curva, che dà le variazioni del guadagno di corrente h_{FE} in funzione della corrente di collettore I_C (fig. 3). Il procedimento da seguire è il seguente:

1) prendere il massimo della curva, corrispondente al valore massimo di h_{FE} e notare la corrente di collettore corrispondente;

2) se questa corrente sembra eccessiva, basta spostarsi verso sinistra fino a che si trovi un compromesso fra guadagno e corrente di collettore;

3) bisogna cercare di lavorare in una zona più piatta possibile della curva, affinché una variazione di corrente di collettore intorno al punto di riposo non influisca troppo sul guadagno dello stadio.

Riprendiamo questi diversi punti in fig. 3 e vediamo che il massimo del guadagno (50) corrisponde alla corrente di collettore di 100 mA, o se si sceglie $I_C = 10$ mA, il guadagno è ancora 45, in conseguenza questo secondo punto deve essere preferito al primo, essendo inoltre la curva praticamente orizzontale in questa zona. Il punto di riposo è dunque fissato a $I_C = 10$ mA e $h_{FE} = 45$. Avendo determinato questo punto, le condizioni di funzionamento possono essere stabilite rapidamente esaminando le curve di variazione della corrente di collettore in funzione della tensione collettore-emettitore V_{CE} (fig. 4). Prima conviene considerare il circuito di utilizzazione e prendiamo per esempio quello classicissimo di fig. 5 nelle sue versioni *a* e *b*, dando la preferenza alla seconda piuttosto che alla prima a motivo della sua migliore stabilità alla temperatura.

Allo scopo di semplificare il problema senza introdurre un errore che abbia conseguenze, riteniamo che le correnti di collettore e di emettitore siano uguali. Si sceglie la tensione di alimentazione in funzione del valore della resistenza di carico desiderata, bisogna infatti che il prodotto $R_C I$ sia minore della tensione di alimentazione al punto di riposo, si farà in modo che il rapporto fra le due sia dell'ordine di 4.

Tenendo sempre presenti sotto gli occhi le curve della fig. 4, dobbiamo ora considerare la fig. 6, che indica le varie correnti e tensioni esistenti nel nostro circuito. Un valore scelto a priori, è quello della tensione base-emettitore, che per un transistore al silicio è generalmente preso uguale a 0,7 V. Sappiamo d'altronde che la tensione di alimentazione è uguale alla tensione ai capi della resistenza di emettitore ($R_E I_C$) più la tensione ai capi della resistenza di carico ($R_C I_C$), più la tensione collettore-emettitore V_{CE}.

Se si vuole usare un alimentatore di 12 V e un carico di 300 Ω, quale valore di V_{CE} dobbiamo scegliere per fissare il punto di riposo? Come regola generale si fissa per la tensione ai capi della resistenza di emettitore 1/10 della tensione di alimentazione, cioè 1,2 V nel nostro caso. La caduta di tensione di alimentazione ai capi della resistenza di carico con la corrente di collettore di 10 mA è di 3 V (300 × 0,01 = 3 V), il che permette di trovare il valore di V_{CE}: $V_{CE} = 12 - (3 + 1{,}2) = 7{,}8$ V. Il punto di riposo del nostro transistore si trova dunque nell'intersezione punto Q_1 dei valori 10 mA per I_C e 7,8 V per V_{CE}, che corrispondono, come indica la curva, alla corrente di base di 0,3 mA.

3. - DETERMINAZIONE DEI VALORI PER IL CIRCUITO IN CONTINUA

Una volta determinato il punto di riposo, è ora semplice determinare R_E, R_1 e R_2. Riguardo a R_E, abbiamo prefissato 300 Ω, ma se questo valore non può essere specificato, conviene pren-

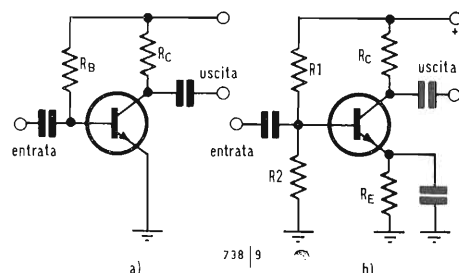



Fig. 5 - Due circuiti semplici di amplificatori ad un solo transistore.

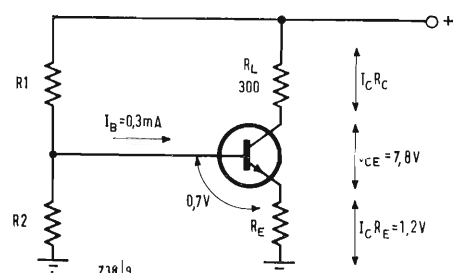



Fig. 6 - Tensioni e correnti che appaiono nei vari punti dell'amplificatore di fig. 5*b*.

dere il valore più alto, che acconsentono il transistore e la tensione di alimentazione, cioè 1,2 V, per la corrente di 10 mA si ottiene:

$$R_E = \frac{1,2}{0,01} = 120\ \Omega.$$

Per calcolare R_1 ed R_2 basta attenersi alle seguenti regole:

1) per evitare variazioni nel tempo, la corrente nel ramo R_1, R_2 deve essere almeno 10 volte superiore alla corrente di base, cioè nel nostro caso 3 mA, si deduce:

$$R_1 + R_2 = \frac{12}{3 . 10^{-3}} = 4\ \text{k}\Omega;$$

2) il potenziale della base rispetto al meno dell'alimentatore è sensibilmente uguale alla somma della tensione ai capi di R_E e della tensione fra base ed emettitore, che abbiamo detto essere uguale a 0,7 V. Ciò fornisce:

$V_B = 1,2 + 0,7 = 1,9$ V;

3) V_B, che appare ai capi di R_2, permette di dedurre il valore di questa resistenza con la legge di ohm:

$$R_2 = \frac{1,9}{3 \cdot 10^{-3}} = 634\ \Omega.$$

Sapendo che $R_1 + R_2 = 4$ kΩ, si deduce $R_1 = 4000 - 634 = 3366$ Ω.

Evidentemente questi valori non sono normali, conviene prendere i valori normalizzati più vicini, cioè $R_1 = 3,3$ kΩ, $R_2 = 680$ Ω.

4. - DETERMINAZIONE DEI VALORI PER IL CIRCUITO IN ALTERNATA

I condensatori impiegati all'entrata e all'uscita per il disaccoppiamento devono avere una piccola reattanza alle frequenze di lavoro; anche in bassa frequenza, valori compresi fra 0,01 μF e 0,1 μF sono perfettamente convenienti.

Esaminiamo ora, sempre per mezzo delle curve $I_C = f(V_{CE})$ i limiti di funzionamento in regime alternativo. Quando non c'è corrente di collettore, non esiste alcuna tensione ai capi di R_E e di R_C; V_{CE} è dunque uguale alla tensione di alimentazione (punto *A* in fig. 4). Quando il transistore è conduttivo a un punto tale che la tensione collettore-emettitore è nulla, si determina la corrente di collettore con la legge di ohm:

$$I_C = \frac{V_{cc}}{R_C + R_E} = \frac{12}{420} = 28,5\ \text{mA},$$

ciò corrisponde al punto *B* di fig. 4. Abbiamo ora così il punto di riposo Q_1 e i punti estremi di funzionamento, che possiamo collegare con una retta, detta retta di carico, e poichè essa deriva dalle condizioni di funzionamento in corrente continua, la chiameremo retta di carico in corrente continua o retta di carico statica.

La retta di carico statica descrive il funzionamento dell'amplificatore in c.c. così per es. se iniettiamo nella base una corrente superiore a 0,4 mA, ci accorgiamo che il transistore funziona al di sopra del punto X_1 sulla retta di carico, cioè che è saturato. Se, al contrario, la corrente di base è minore di 0,2 mA, il transistore si trova nella zona di interdizione. In conseguenza la zona di funzionamento deve restare all'interno dei limiti fissati dai punti X_1 e X_2, e si può notare nel nostro caso che uguali variazioni della corrente di base rispetto a 0,3 mA comportano identiche variazioni della corrente di collettore, il che è una necessità per un funzionamento lineare senza distorsione.

Riguardo alla retta di carico in regime dinamico, essa si ottiene molto facilmente, bisogna infatti considerare R_E come se fosse cortocircuitata dal condensatore di disaccoppiamento, per cui la corrente massima di collettore divie-ne

$$\frac{V_{cc}}{R_C} = \frac{12}{300} = 40\ \text{mA}.$$

Per questa ragione il punto di riposo si sposta leggermente verso destra in Q_2, lungo la curva $I_b = 0,3$ mA, ma in realtà lo spostamento è piccolo e in pratica si può trascurarlo.

Ora che possediamo le nostre rette di carico, tentiamo di dedurne qualche

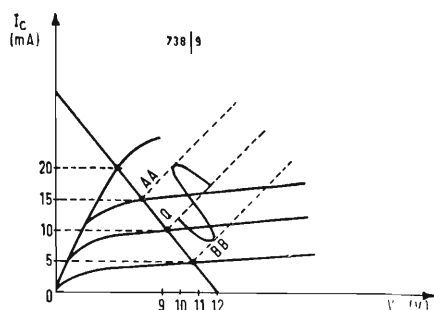



Fig. 7 - Zona di funzionamento dell'amplificatore.

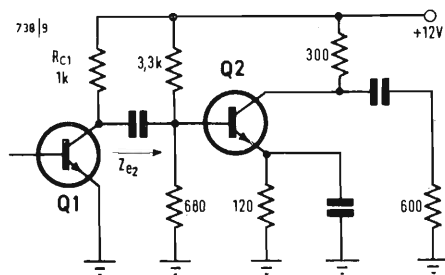



Fig. 8 - Esempio di applicazione per il calcolo della retta di carico dinamica.

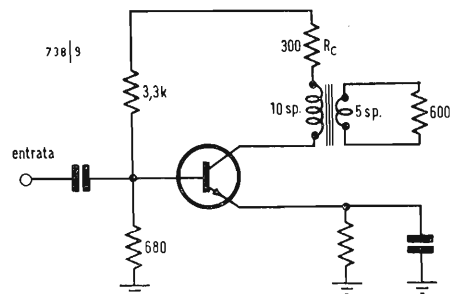



Fig. 9 - Amplificatore accoppiato al carico attraverso un trasformatore.

informazione, e poiché abbiamo interesse al funzionamento in alternata dell'amplificatore, utilizziamo la retta di carico dinamica (fig. 7).
Verifichiamo dapprima se la potenza da dissipare non è troppo forte, e per questo consideriamo il punto di lavoro che è definito da $I_c = 10$ mA e $V_{CE} = 10$ V. Ciò significa che al punto di riposo si devono dissipare 100 mW, che sono largamente nei limiti del transistore di cui abbiamo precedentemente definito le caratteristiche.
Dobbiamo ora fissare i limiti di funzionamento sulla retta di carico, limiti che devono essere presi in modo che variazioni uguali della corrente di base producano uguali variazioni della corrente di collettore.
La fig. 7 riproduce un segnale di entrata alternativo centrato sul punto di riposo Q, con i seguenti risultati:
1) variazione della corrente di collettore = 10 mA (da 5 a 15 mA);
2) guadagno di corrente sensibilmente uguale a 50 (= 10/0,2);
3) tensione di uscita 2 V_{pp} (da 9 a 11 V);
4) potenza massima nel carico = $R \times 0{,}707\ I^2_{\text{punta}} = 300 \times 5^2 \times 0{,}707^2 = 3{,}73$ mW.
Dalla fig. 4 si deduce che nel caso di funzionamento dinamico, la resistenza equivalente del circuito di polarizzazione è in parallelo con l'entrata del transistore. L'impedenza di entrata è approssimativamente uguale a 26 h_{FE}/I_c:
cioè $Z_e = \dfrac{26 \cdot 45}{10} = 117\ \Omega$, quindi si può ritenere che la resistenza 4 kΩ equivalente del circuito di base non influenzi sensibilmente l'impedenza di entrata. Conoscendo questi elementi, possiamo ora determinare la potenza necessaria per alimentare il circuito:
$P_e = Z_e I^2_B = 117 \cdot (0{,}3 \cdot 10^{-3})^2 = 10$ μW, ossia il guadagno di potenza è:
$$\frac{P_u}{P_e} = \frac{3{,}73 \cdot 10^{-3}}{10^{-5}} = 373.$$
Questi risultati sono validi unicamente nel caso in cui il transistore sia caricato dinamicamente dall'impedenza di 300 Ω; altrimenti conviene tracciare una nuova retta di carico dinamica e calcolare i nuovi risultati.
Esaminiamo due problemi, che possono presentarsi. La fig. 8 rappresenta un amplificatore (che stiamo studiando) caricato con una resistenza di 600 Ω e pilotato dal transistore Q_1. Il carico di Q_1 è $\dfrac{R_{c1} \cdot Z_{e2}}{R_{c1} + Z_{e2}} = \dfrac{1000 \cdot 117}{1117} \cong$ $\cong 100\ \Omega$; tracceremo perciò una retta di carico dinamica per Q_1, mentre per Q_2 essendo il carico $\dfrac{300 \cdot 600}{900} = 200\ \Omega$ tracceremo una retta di carico dinamica di 200 Ω. La retta di carico dinamica 300 Ω non viene dunque utilizzata in questo caso; solo la retta di carico statica resta valida.
Nel caso della fig. 9, abbiamo un amplificatore accoppiato al suo carico per mezzo di un trasformatore, cioè dal lato del primario si vede la resistenza secondaria moltiplicata per l'inverso del quadrato del rapporto di trasformazione $Z_1 = \left(\dfrac{N_1}{N_2}\right)^2 Z_2$ essendo N_1 e N_2 le spire primarie e secondarie rispettivamente. Si può dunque considerare che l'amplificatore alimenti l'impedenza: $Z = (10/5)^2 \cdot 600 = 2400\ \Omega$.
A questo valore bisogna aggiungere la resistenza di 300 Ω in serie, ottenendo così il carico dinamico di 2700 Ω, cioè un forte carico, che limita la corrente di collettore. La cosa più semplice da fare in queste condizioni è di fissare una retta di carico e di scegliere poi un trasformatore il cui rapporto di trasformazione permetta di ottenere il carico desiderato nel collettore.
Le informazioni che si sono sopra riportate sono valide per circuiti di bassa frequenza. Nell'elaborazione dei circuiti di alta frequenza, intervengono altri parametri, ma le idee fondamentali e i metodi di polarizzazione restano gli stessi.

A

(segue da pag. 341)

zazione e, d'altra parte, dal minimo di energia necessaria per l'attrazione ed il perfetto distacco del relè (generalmente è sufficiente un valore di 2 μF). Le capacità troppo elevate rischiano di provocare nei relè temporizzatori dei fenomeni di rimbalzo che possono essere eliminati mediante un diodo (D_5). Anche la costante di tempo propria del condensatore di carica C è anch'essa assai importante; essa deve presentare un valore circa dieci volte superiore alla durata della temporizzazione desiderata. A questo scopo si impiegano generalmente condensatori in poliestere o a doppio strato, previsti per una tensione di lavoro di almeno 180 V.
La resistenza di carica R può raggiungere un massimo di 100 MΩ, limite imposto dalla corrente di fuga del diodo di commutazione G42 sotto l'influenza della luce e della temperatura. Le normali resistenze variabili non superano mai i 20 MΩ.
Per quanto concerne i diodi, le caratteristiche richieste sono assai diverse. I tipi D_1 e D_3 non devono presentare una corrente di fuga superiore ad 1 μA; in questo caso sono quindi particolarmente vantaggiosi i diodi al silicio. Nel caso di D_1 e D_2, la tensione inversa di cresta deve essere di 800 V, mentre non deve superare i 400 V per gli altri tipi. La corrente diretta dipende invece dal particolare tipo del circuito; il limite superiore è però situato a circa 20 mA.

A

0910 – Sig. Antonio Siano – Milano.

D. Interessandomi la realizzazione del generatore d'eco, il cui schema è apparso sul n. 3 de *l'antenna* del scorso anno, desidererei sapere i dati e le tensioni dei due trasformatori, nonchè le tensioni di lavoro dei condensatori elettrolitici. Vorrei un consiglio per l'acquisto di testine magnetiche.

R. L'articolo della « Revue du son » dal quale abbiamo dedotto il ns. articolo in oggetto non accenna alle tensioni di alimen, tazione; esso vuole solo far conoscere l'apparecchio costruito dalla Magnetic France per interessare al pubblico all'acquisto.
Possiamo solo dire che per l'EM84 il secondario AT deve dare 250 V; il secondario di accensione 6,3 V; 0,27 A; gli elettrolittici 8 μF devono perciò essere per 250 V– (275 di punta).
È pensabile che al punto *A* occorrano 12 V, ma non essendo in possesso dell'apparecchio, non possiamo garantirlo. Analogamente lo articolo originale non fa menzione delle caratteristiche delle testine magnetiche (evidentemente speciali ed appositamente studiate), nè del trasformatore dell'oscillatore.
In conclusione il consiglio che Le possiamo dare è di procurarsi il generatore d'eco finito, anche perchè la sua costruzione non è semplice (difficoltà s'incontrano sulla disposizione e distanziamento delle testine). Altra alternativa è quella di rivolgersi direttamente alla « Revue du son » il cui indirizzo è: Edition Chiron - Revue du Son, 40, Rue de Seine, Paris VI. *(a.f.)*

0911 - Sig. Rondoni V. - Latina

D. Sono un laureando in ingegneria elettronica presso l'Università di Napoli, particolarmente interessato alle misure elettroniche.
L'argomento di tesi per la mia imminente laurea verte sull'effetto della temperatura nei semiconduttori e quindi sullo studio dei sistemi di misura di tali effetti. Un particolare studio devo dedicare agli apparecchi ed ai sistemi usati per la determinazione pratica della temperatura di giunzione (o riscaldamento interno) dei transistori di potenza, anche quando questi ultimi dissipano una potenza variabile come nel caso in cui siano soggetti ad una serie di impulsi.
Naturalmente per fare un buon lavoro dovrei avvalermi di una bibliografia quanto più vasta possibile. Pertanto Vi sarei molto grato se poteste fornirmi specifiche pubblicazioni o studi sugli argomenti da me indicati.

R. L'argomento della sua tesi di laurea è di notevole specializzazione. Poco è reso noto in proposito; solo le fabbriche di semiconduttori sviluppano metodi, che non amano divulgare, per le misure di temperatura.
Comunque possiamo fare le seguenti segnalazioni:

Tellerman, Measuring transistor temperature rise, Electronics, aprile 1954-pag. 185/187.
Loofbourrow, Ollendorf-Equipment for measuring junction temperature of an operating transistor, Transistors I, RCA laboratories. Marzo 1956, pag. 353-360.
Bauman-Practical way to measure transistor thermal resistance. Electronics, 15 febbraio 1963, pag. 66-67.
Coleby-Thermal resistance of semiconductor devices under Steady state condictions. Mullard technical communications. Vol. 7, n. 65. Giugno 1963, pag. 127-140.
Soanes-Thermal resistance-Electronics, 11 Ottobre 1963, pag. 6.
W. R. Rensyan, Silicon semiconductor Technology-Texas instruments Inc.-Editore Mc Grow Hill Book Co. *(a.f.)*

0912 - Sig. Goddi L. - Corridonia (Macerata)

D. Ho letto sul n. 3 del 1965 sulla rivista de *l'antenna* l'interessante articolo sul « Generatore d'eco e riverbero ad anello magnetico » e ho deciso di costruirlo. Ho notato però che sia nello schema elettrico, sia nel testo sono tralasciati alcuni particolari. Le pongo ora le seguenti domande:
1) Il trasformatore di alimentazione che valori di tensione ha ai capi dei due secondari? È reperibile alla G.B.C.?
2) Di che marca e che modello è il trasformatore al cui capo centrale sono attaccati i due collettori dei transistori 2N1990?
3) Il voltaggio dei due resistori di filtro e la tensione degli elettrolitici?
4) Di che tipo sono le testine usate?
5) I potenziometri P_1, P_2, P_3, P_4 sono a variazione lineare o logaritmica?

R. Le sue richieste ci obbligano a ripetere uno sgradevole motivo già da noi segnalato su queste colonne: gli schemi e le descrizioni, che appaiono nella letteratura tecnica hanno per la massima parte lo scopo di far conoscere un nuovo apparecchio e imporlo all'attenzione del pubblico, avendo come fine ultimo la vendita del nuovo prodotto.
In queste condizioni, nelle pubblicazioni vi è volutamente sempre qualche punto lasciato scuro, per impedire che chiunque possa sostituirsi al fabbricante usufruendo del suo progetto magari protetto da brevetti.
Quando un lettore si accinge alla costruzione di un apparecchio con la scorta di un articolo tecnico, incappa necessariamente in difficoltà che solo il progettista originale può risolvere, e al quale quindi il lettore deve rivolgersi, col risultato di ricevere un'offerta dell'apparecchio completo o di qualche suo componente (nel migliore dei casi).
Poco possiamo rispondere alle sue domande.
1) Il trasformatore di alimentazione può avere un secondario di 24 V c.a. per l'uscita *A*, ma i transistori qui usati possono lavorare a tensione diversa; un secondario di circa 200 V c.a. per l'uscita B.
2) Questo trasformatore è fabbricato dalla Magnetic France.
3) Il resistore di filtro 500 Ω può essere da 5 W; quello da 10 kΩ da 1 W. Gli elettrolitici da 1000 μF (uscita *A*) devono essere per 24 V lavoro.
Gli elettrolitici da 8 μF (uscita B) devono essere per 250 V.
4) Nulla essendo specificato circa le testine, occorre rivolgersi alla Magnetic France.
5) I potenziometri P_1, P_2, P_3 sono lineari, P_4 è logaritmico.
Le forniamo l'indirizzo della Magnetic France: Rue du Temple-Paris 3°.
Il prezzo della camera d'eco in oggetto completa funzionante è di 900 Fr, mentre il prezzo della scatola di montaggio è di 700 Fr. *(a.f.)*

0913 - Sig. Bosio A. - Milano

D. In cerca di un alimentatore stabilizzato mi rivolgo a Voi con la speranza che possiate aiutarmi. Il suddetto alimentatore deve servire due amplificatori transistorizzati con le seguenti caratteristiche:
carico 8 15 Ω; potenza max 30 15 W; corrente di riposo per una P_{out} = 0 60 60 mA; corrente per *P*max 0,9 0,5 A; tensione di alimentazione + 52 + 52 V.

R. Uno schema di alimentatore stabilizzato elettronicamente per 52 V non è facile trovarlo.
Date le non lievi difficoltà di approvvigionamento dei materiali occorrenti per la costruzione di un alimentatore come da Lei desi-

derato, Le consigliamo l'acquisto di uno strumento già esistente e di esito garantito.
Ottimo ad esempio il mod. IP-20 della Heatkit, reperibile anche come scatole di montaggio presso la Larir (Milano V.le Premuda, 38/A): uscita regolabile di 0,5 a 50 Vc.c; 1,5 A max alimentazione dalla rete c.a.; protezione contro i sovraccarichi.
In alternativa si potrebbero disporre in serie 2 alimentatori PHILIPS tipo PE 486 3/00 (30 V; 3A; variazione della tensione di uscita 0,1 V per variazioni di rete I 10 %; resistenza interna 6 mΩ; ondulazione residua 1 mV) a tensione fissa 30 V. *(a.f.)*

*0914 – **Sig. Bernardo Luigi – Trieste.***

D. Desidererei costruire una cassetta acustica parallelepipeda chiusa posteriormente (schermo acustico infinito) che, per ragioni di spazio, dovrebbe essere *limitata al minimo nelle sue dimensioni.* Tale tipo di cassetta dovrebbe contenere un sistema trifonico con filtri di incrocio a 500 Hz ed a 3.000 Hz per una pendenza della curva di 6 dB. Gli altoparlanti da usare sono:
Isophon P 1726 K (catalogo GBC 1965 - A/469) ellittico; Isophon P 1521 K (catalogo GBC 1965 - A/462) ellittico; Isophon HM 10C (catalogo GBC 1965 - A/463) circolare. In luogo dell'altoparlante P 1521 K_8 preferibile usare il P 915 E (cat. GBC 1965 - A/461)? in tal caso indicatemi anche la eventuale modifica della cassetta. Il complesso trifonico dovrebbe essere accoppiato al magnetofono stereofonico Telefunken 98 K che presenta un'impedenza di 4,5 Ω al secondario.
Infine, desidererei conoscere se è possibile trovare sul mercato una cassetta pressocchè analoga nel costo e nelle prestazioni.

R. Le formiamo in fig. 1/0914 le quote delle cassette acustiche richieste.
Le dimensioni sono interne in mm. Lo spessore del legno sarà di 25 mm. Tutte le pareti (escluso il pannello forato che porta gli altoparlanti) devono essere rivestite con lana di roccia di 50 mm. di spessore, gli strati dell'assorbente acustico devono appoggiare su listelli in legno di 10 mm. di spessore applicati alle pareti interne delle cassette.
Nel caso della cassetta tipo 1, sarà bene usarla con il lato lungo 852 mm. orizzontale, perchè il pregio dell'altoparlante ellittico è il suo diagramma polare esteso nel piano di ascolto contenente le 2 orecchie dell'auditore, il quale normalmente cammina sul pavimento e non sui muri. Non riteniamo opportuno sostituire il P152K (4 W) col P915E (3 W), perchè le note centrali risulterebbero sacrificate rispetto ai bassi.
Diamo anche in fig. 2/0914 i valori di LC per il filtro a doppio incrocio, 6 dB ottava. *(a.f.)*

le misure sono in mm

tipo 1 H=852 mm L=410

tipo 2 H=700 mm L=500

Fig. 1/0914

Fig. 2/0914

*0915 - **Sig. S. Di Biasi - Novara***

D. Desidererei alcune delucidazioni sull'amplificatore F. F. France 1000 descritto sul N. 11 1966 de *l'antenna.*
1) Volendo alimentare tutte e due i canali basterà l'alimentatore pubblicato a pag. 503 fig. 3?
2) Dove vanno collegati l'emettitore ed il collettore del transistore AC130?
3) Dove va collegato il punto (H-preamplif.)?

R. 1) L'alimentatore di fig. 3, pag. 503 è per un solo canale e quindi è insufficiente ad alimentarli entrambi.
2) Lo stadio AC130 è l'invertitore di fase a carico suddiviso che alimenta le due basette dell'amplificatore di potenza.
L'uscita segnata in fig. 2 « entrata basetta 1 » va collegata al punto *N* di ingresso della basetta 1 (v. fig. 4); analogamente l'uscita di collettore segnata in fig. 3 « all'entrata basetta 2 » va collegata all'analoga punto *N* della 2ª basetta (uguale alla prima di fig. 4) costituente con la 1ª l'amplificatore di potenza di un canale. In totale per i due canali occorrono 4 basette come quella di fig. 4.
3) Il punto 4 del preamplificatore (collettore dell'AC 182) va collegato al punto H della alimentatore a ponte di 4 diodi, come indicato in fig. 1 a pag. 501. *(a.f.)*

*0916 - **Sig. Nodari G. - Bologna***

D. Sarei interessato ad avere l'elenco di tutte le trasmittenti radio ad onde medie e lunghe europee, più aggiornato possibile.

R. In risposta alla sua del 31-10-67, Le inviamo una tabella aggiornata al 1° maggio 1967 delle emittenti europee ad onde lunghe e medie apparsa sul n. 103-A del giugno 1967 della « Revue de l'U.E.R. » (Union Europèenne de radiodiffusion).
In tale tabella, le stazioni italiane sono indicate, salvo alcuni casi, col gruppo di stazioni isoonda e spesso sincronizzate, senza specificare i singoli nomi delle città sedi delle emittenti. *(a.f.)*

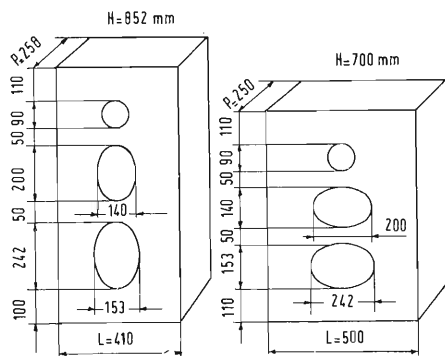
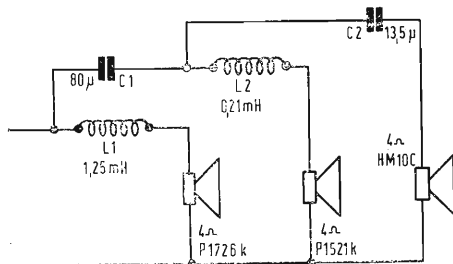
*0917 - **Sig. Caviglione G. P. - Serravalle Scrivia***

D. Sto realizzando la catena completa Hi-Fi il cui schema si trova nella Vostra rivista n° 11 del novembre '65 a pag. 501.
Mi manca però un pezzo per ultimare la costruzione: si tratta della bobina di filtro dell'alimentatore il cui schema si trova a pag. 502.
Vi sarei grato se Voi vorreste fornirmi qualche informazione al riguardo.

R. L'impedenza in oggetto deve essere di almeno 5 H (meglio se 1 OH) con una resistenza dell'ordine del centinaio di Ω. Se non si prevede di sfruttare l'alimentatore anche per il 2° amplificatore di potenza nel caso stereo, la resistenza dell'induttanza può salire a 300 Ω.
Cogliamo l'occasione per avvertirLa che nella fig. 2 di pag. 502, le polarità degli elettrolittici devono essere invertite; di questo errore di disegno abbiamo già dato notizia, nell'errata corrige riportata in un successivo numero de *l'antenna.* *(a.f.)*

*0918 - **Sig. Manna S. - Cosenza***

D. Volendo costruirmi un amplificatore stereo mi sono orientato verso il tipo France 30 + 30 W tipo 3030 pubblicato sul numero di novembre '66. Al riguardo gradirei sapere dove si possono reperire i componenti almeno per quelle parti già montate (transco). Se eventualmente sia in vendita tutto il materiale completo in scatola di montaggio. Gradirei sapere anche il costo dell'intero amplificatore.

R. Il materiale dell'amplificatore France 3030 non è facilmente reperibile in Italia. Per l'acquisto conviene rivolgersi al seguente indirizzo: MAGNETIC FRANCE - 175, Rue de Temple - Paris (3e) (Francia).
Il prezzo della scatola di montaggio è 880 F pari a circa 112.000 Lire. Il prezzo dell'amplificatore montato completo è di F 1.200 pari a circa 140.000 Lire.
Gli schemi pubblicati da noi contengono tutte le informazioni a nostra disposizione e ci sembrano abbastanza esaurienti.
Per ulteriori dettagli pensiamo che la Magnetic France sia la più quotata a fornirli. *(a.f.)*

*0919 - **Sig. Milazzotto A. - Spoleto (Perugia)***

D. Mi sono orientato sulla costruzione di un amplificatore utilizzante la serie AF11 della SGS. Purtroppo, nonostante abbia scritto alla Casa, non sono riuscito ad ottenere lo schema del preamplificatore consigliato per il suddetto amplificatore; mi rivolgo quindi a Voi, nella speranza che possiate inviarmi lo schema, possibilmente corredandolo con qualche nota tecnica e costruttiva, tenendo presente che vorrei costruire l'amplificatore in versione stereo, e con più ingressi, adatti alle varie sorgenti di programma (pick-up piezo e magnetico, radio, micro, ecc.) Sull'amplificatore Leak gradirei poi alcune informazioni. 1) La potenza di 20 W deve intendersi come potenza continua? In questo caso, quanto sarà, approssimativamente, la potenza musicale e quella di punta?

2) Il limite inferiore di risposta in frequenza dell'amplificatore è, se non sbaglio, a — 1 dB, di circa 30 Hz; sarebbe possibile estenderlo ancora più in basso (sempre a — 1 dB), portando il valore del condensatore d'ingresso a 50 μF e quello d'uscita a 2000-2500 μF? Comunque, la suddetta modifica peggiorerebbe le prestazioni dell'amplificatore?

Ovviamente mi assilla il problema degli altoparlanti: dovrebbero essere coassiali, e avere una risposta in frequenza accettabile da 20-30 Hz a oltre 25-30 kHz (da tenere presente che per esigenze di spazio dovrò probabilmente montarli in una cassa chiusa, con un volume max di 100 litri); se possibile vorrei sapere dove sono reperibili a Roma e il prezzo (comunque non oltre le 60-70 mila lire per canale).

Alcuni amici, che suonano in un complesso « beat », mi hanno dato l'incarico di costruire degli amplificatori per i loro strumenti; per un 20 W per chitarra elettrica vorrei adattare la suddetta serie AF 11. Dato che il costo totale non dovrà superare le 50.000 lire, tutto compreso, vorrei adottare, come altoparlanti, o due altoparlanti Philips 9710 M in serie, o tre woofer Isophon P 25 A (in serie) e tre tweeter HM 10 C (in serie) con crossover da 12 dB per ottava. Vorrei sapere, se possibile:

1) se il disadattamento di impedenza che così si ha (1-1,5 Ω) è accettabile, e quale delle due combinazioni è preferibile;

2) se le suddette combinazioni di altoparlanti possono reggere la potenza dell'amplificatore, anche nelle punte più violente, e se possono riprodurre integralmente le frequenze di una chitarra elettrica (gli altoparlanti andranno montati in cassa chiusa); se inoltre, per un costo non superiore alle 20.000 lire sono possibili combinazioni migliori;

3) quali sono i limiti superiori ed inferiori, in frequenza — incluse le armoniche udibili di una chitarra elettrica e di una chitarra-basso;

4) se, con la combinazione Isophon, è necessario separare acusticamente woofer e tweeter (frequenza di taglio del filtro crossover: 4500 Hz).

Per gli amplificatori di maggior potenza vorrei utilizzare un circuito finale a « ponte » (sul tipo del France 3030); a questo proposito vorrei sapere se è possibile collegare a ponte due finali di potenza, anche se non progettati esplicitamente per questo scopo, ma semplicemente pilotandoli in controfase, e collegando l'altoparlante fra i punti centrali dei due stadi, senza condensatore. Se ciò è possibile, come variano le impedenze d'uscita minima, massima ed ottimale? E la potenza d'uscita raddoppia o quadruplica? Risposta in frequenza e distors. variano? Sempre in tema di amplificatori, dovreste indicarmi alcuni buoni testi che trattino il problema della progettazione dei finali « senza ferro » *transistorizzati* di vario tipo, e degli stadi ad accoppiamento diretto (sempre transistorizzati) dei circuiti preamplificatori HI-FI.

In cosa consiste, e come si ottiene l'effetto « presenza »?

Infine Vi prego di consigliarmi un buon oscilloscopio, di prezzo non superiore alle 60-70 mila lire, per uso esclusivo in BF (amplificatori HI-FI).

R. Prima di risponderLe, abbiamo cercato a lungo uno schema di preamplificatore adatto al Suo caso, ma con esito negativo, anche per le insufficienti notizie forniteci circa l'amplificatore. Il nostro consiglio è di costruire un preamplificatore ispirandosi allo stesso Leak eventualmente con transistori equivalenti di più facile ritrovamento.

Lo « stereo 30 » dà la potenza continua di 2 × 10 W; la potenza musicale può superare 27 W (2 canali) e quella di punta raggiunge i 30 W donde il nome « stereo 30 ».

L'aumento del condensatore di entrata può dare una maggiore resa dei bassi ma l'aumento di quelli di uscita, essendo già 1000 μF, non porterebbe ad un miglioramento sensibile. Inoltre, condensatori di grande capacità hanno grandi dimensioni, che introducono capacità parassite nocive alle alte frequenze.

Gli altoparlanti Jensen si avvicinano alle Sue esigenze senza però raggiungerle; il famoso triassiale G-610B risponde da 25 Hz a 20 kHz e costa L. 296.000; il G-600 (30 Hz-20 kHz) costa L. 157.000 consigliabile il tipo SG223 (30 W, coassiale, 20 Hz ÷ 15 kHz) L. 76.000. Fra gli altoparlanti Altec sono consigliabili ,ma costosi, i coassiali 605 B (35W, 20 ÷ 20.000 Hz, L. 168.000) 602C (25 W, 20 ÷ 20.000 Hz L. 132.000), 601C (20 W, un po' scarso, 30 ÷ 22.000 Hz, L. 108.000) le quotazioni sono della Larir di Milano; pensiamo che a Roma la ditta Bagnini potrebbe incaricarsi di procurarLe gli altoparlanti desiderati. Per il complesso « beat » sono preferibili i due PHILIPS 9710 M di esito garantito, economici e robusti; il piccolo disadattamento di impedenza è senz'altro ammissibile; la potenza di 2 altoparlanti è 2 × 10 W, un po' scarsa, ma sufficiente per un amplificatore di circa 20 W (le chitarre elettriche non devono superare questa potenza). Il prezzo di un 9710 M è L. 13.000, non crediamo che a parità di prestazione se ne trovino di più convenienti.

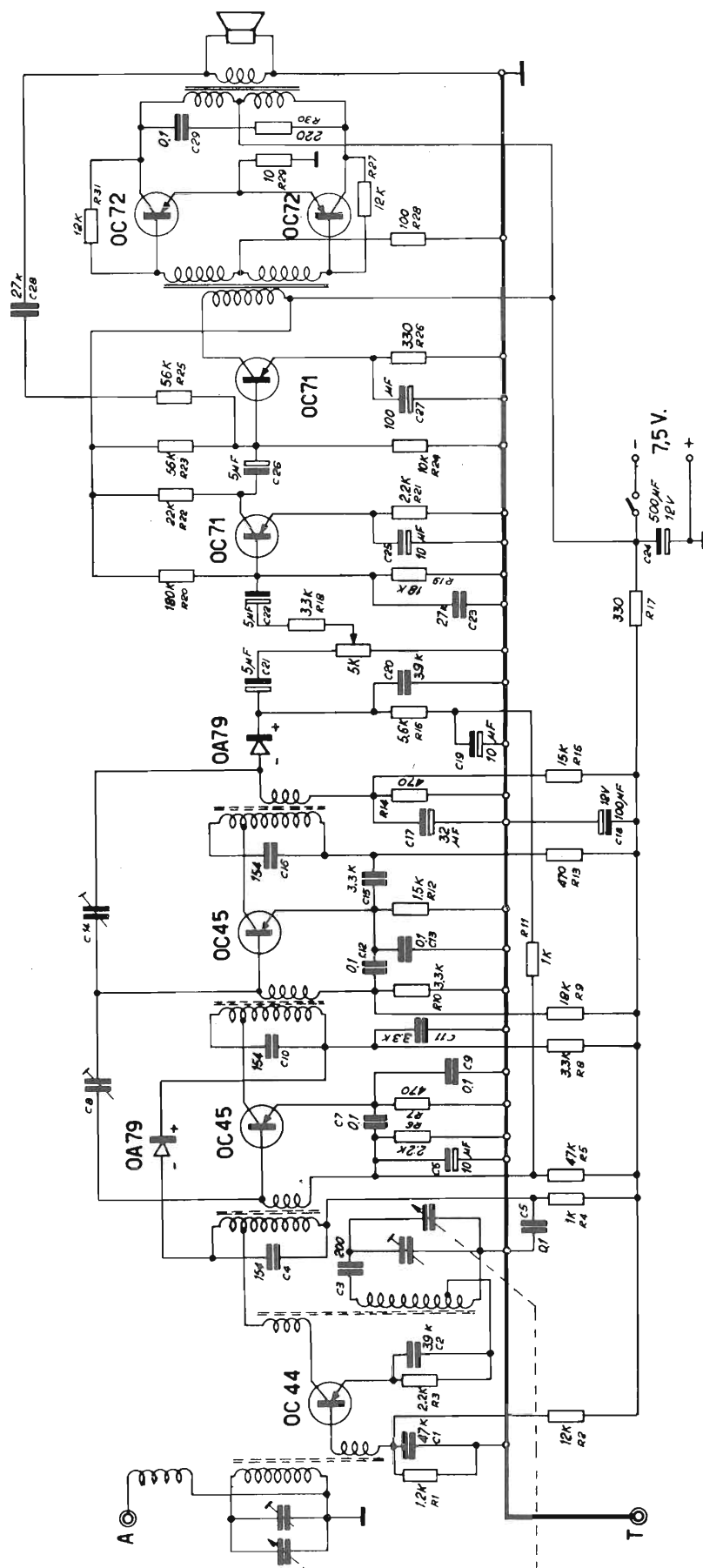
Una chitarra elettrica normale ha uno spettro, comprese le armoniche, estendentesi fino a 10 kHz circa; per la chitarra basso, lo spettro può arrivare a circa 3 kHz.

Quando si usano 2 o più altoparlanti, i filtri crossover sono sempre necessari.

Sconsigliamo il proposto collegamento a ponte a due amplificatori perchè richiede una messa a punto sperimentale difficoltosa e comporta alterazioni delle caratteristiche di prestazione.

Sul n. 1 gennaio '67 de l'« Antenna » alle pagine 38-41 è trattato l'argomento degli amplificatori senza trasformatori. Nella biblioteca PHILIPS si possono trovare articoli relativi allo stesso argomento.

Per *effetto presenza* si intende in generale la esaltazione della gamma di frequenze di una particolare sorgente (per es. voce maschile, o di soprano) ottenuta con opportuna regolazione dei toni.

Tra gli oscillografi meno costosi indichiamo i tipi Heatkit: mod. 10-12 (5", L. 106.000), mod. OP-1 (5", L. 237.000), mod. 0-12 (5" L. 86.000), mod. 10-21 (3", L. 70.000), i prezzi sono per scatole di montaggio. La PHILIPS dispone di ottimi oscillografi, ma a prezzo alquanto elevato. *(a.f.)*

Schema elettrico del radioricevitore MINERVA mod· 617/1 "Pic - Nic special"

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDAR

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

INDUSTRIA FILATI DI LINO E CANAPA S.p.A.
Vimercate - Via C. Galbusera, 11
Refi di lino e nylon per cablaggi

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcalino manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32.562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

RAYTHEON-ELSI - Milano
Via Fabio Filzi 25 a
Telefono 65.46.61

seleco®
elettronica civile industriale componenti
Stabilimenti in Vallenoncello - Pordenone
Tel. 21451 C.P. 227 Telegr. Seleco Pordenone CAP 33170

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)
Consulenza Tecnica
Progettazione
Assistenza
Manutenzione

FRINI ANTENNE

Costruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti
FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

Elettronica Industriale
Lissone (Milano) Via Pergolesi 30
Centralini a transistori e a valvole e acc. per impianti d'antenne collettivi

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 62.08.02

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C. Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

Costruzioni Radioelettriche
Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

MAGNETOFONI CASTELLI - S.P.A.
S. Pedrino di Vignate
(Milano) - Tel. 956.041

Ortophonic di SASSONE
Via Benedetto Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuzione impianti.

PRODEL - Milano
Via Piezzo, 16
Tel. 298.618 - 230.930

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE
Direzione Commerciale: **MILANO**
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via del Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

PADOVA
Via G. Filangeri, 18 - Telefono 20838

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Radio Televisione
Via C. Achillini, 2 - 20162 Milano
Tel. 64.35.641 (5 linee con ric. autom.)

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Rallo, Autoradio

C.G.E. - Milano
Radio Televisione
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV
Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DU MONT
Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Vie Nevio, 102 d - Tel. 303500

EKOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43
Telefono 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.
Milano - Viale E. Forlanini, 54
Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

REX
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Samber's
Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

WUNDERSEN
Via Madonna dello Schioppo. 38
CESENA (Forlì)

ZENITH
Televisori in bianco e nero
Radio-Fono Hi-Fi
ELETTRONICA MONTAGNI
Viale Cadorna, 44 - **Firenze**
Tel. 472.959 - 593.752

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via Del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovaligie

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilm. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici: 20149 MILANO p.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - **Evershed & Vignoles** - Tinsley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVESTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
Milano - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Calcolatori elettronici analoghi ADI - Campioni e Ponti SULLIVAN - Regolatori di tensioni WATFORD - Strumenti elettronici DAWE - Reostati e Trasformatori RUHSTRAT - Apparecchi e Strumenti per la ricerca scientifica in ogni campo.

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Tiziano Vecellio, 32
Tel. 25.102 - 22.148

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA (Belluno)
Costruz. Elettroniche Profess.

GIANNONI SILVANO
Via Lami, 3 - Tel. 30636
S. Croce sull'Arno (Pisa)
TUTO IL MATERIALE PER TECNICI E RADIOAMATORI

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

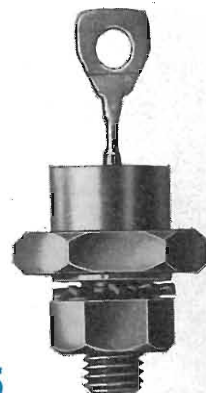
INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470.064

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9060424

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
([illegible] negozio da via G. Jan)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 a - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

NOVITA'!!! è uscito:

EDITRICE IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Tel. 321542 - 322793